

# NOVA ELETRONICA

ANO X — Nº 111 — MAIO — Cz\$ 18,00

**INCREMENTE O HARDWARE  
DE SEU MICRO**

**FONTE CHAVEADA**  
também para circuitos digitais

**INTERFACE A/D UNIVERSAL**  
para processar sinais analógicos

*Grátis*  
**CADERNO DE ÁUDIO**

- Seleccionando microfones
- Linhas de transmissão — final
- Lançamentos

Conheça as  
matrizes lógicas  
programáveis



# EDITELE

## DIRETOR

Leonardo Bellonzi

## NOVA ELETRONICA

### EDITOR TÉCNICO

Juliano Barsali

**Redação:** José Américo Dias,

Elisabeth Ng (secretária)

tel.: (011) 240-8305

### Colaboradores:

Adolfo L. Júnior, Antonio Carlos Pascoal,

Apollon Fanzeres, Arnaldo Megrich, Brasil

Ramos Fernandes, Ciro J. V. Peixoto, Cláudio

César Dias Baptista, David Marco Risnik,

Francisco Bezerra Filho, João Antonio Zuffo,

José Roberto S. Caetano, José Rubens Palma,

Márcia Hirth, Ruy Natividade, Walter Uilmann

### Correspondentes:

Brian Dance (Londres), Guido Forgnoni (Nova

Iorque), Mário Magrone (Milão)

### PRODUÇÃO EDITORIAL

Sônia Aparecida da Silva

### REVISÃO

Sueli A. Mazze Cerchiaro

### DEPARTAMENTO DE ARTE

**Diagramador:** Tah Kim Chiang

**Assistentes:** Eda Carvalho Ovalle (desenhista),

Sueli Andreato

### PRODUÇÃO GRÁFICA

Djalma Alencar Vieira

### DEPARTAMENTO COMERCIAL

Celso Venneri Machado

### ASSINATURAS

Paula Vetter

tel.: (011) 542-0602

### DEPARTAMENTO DE PUBLICIDADE

**Gerente:** João Conte Filho

**Secretária:** Marinês Marques da Silva

**Contatos:**

Jorge Vidal Montecinos

José Claudio Gonçalves Franzolin

tel.: (011) 532-1655

### Representantes:

REPUBLICAR LTDA.

Rio de Janeiro — (021) 220-1656

Belo Horizonte — (031) 463-466

Porto Alegre — (0512) 42-4065

Recife — (081) 221-1955

Brasília — (061) 226-4784

### ADMINISTRAÇÃO

**Gerente:** Pedro Nelson Nunes de Siqueira

tel.: (011) 531-5468

**COMPOSIÇÃO:** A.M. — Produções Gráficas Ltda./ FOTOLI-

TO: Priscor Ltda./ IMPRESSÃO: Cia. Litográfica Ypiranga/

DISTRIBUIÇÃO: DINAP — Distribuidora Nacional de Publi-

cações S/A.

NOVA ELETRÔNICA é uma publicação de propriedade da

EDITELE — Editora Técnica Eletrônica LTDA. — Redação,

Administração e Publicidade: Rua Casa do Ator, 1060 —

CEP 04546 — Vila Olímpia

CAIXA POSTAL 30.141 — 01051 — S. PAULO, SP.

REGISTRO Nº 9.949-77 — P. 153.

TIRAGEM DESTA EDIÇÃO: 42.500 EXEMPLARES

Todos os direitos reservados; proíbe-se a reprodução parcial ou total dos

textos e ilustrações desta publicação, assim como traduções e adaptações.

são pena das sanções estabelecidas em lei. Os artigos publicados são de

inteira responsabilidade de seus autores. É vedado o emprego dos circui-

tos em caráter industrial ou comercial, salvo com expressa autorização es-

crita dos Editores, sendo apenas permitido para aplicações didáticas ou

dileitantes. Não assumimos nenhuma responsabilidade pelo uso de circui-

tos descritos e se os mesmos fazem parte de patentes. Em virtude de varia-

ções de qualidade e condições dos componentes, os Editores não se res-

ponsabilizam pelo não funcionamento ou desempenho deficiente dos dis-

positivos montados pelos leitores. Não se obriga a Revista, nem seus Edi-

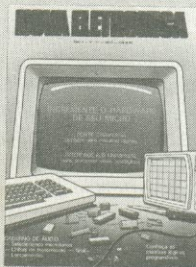
tores, a nenhum tipo de assistência técnica nem comercial. NÚMEROS

ATRASADOS: preço da última edição a venda. ASSINATURAS: os pedidos

deverão ser acompanhados de cheque visado pagável em SÃO PAULO, em

nome da EDITELE — Editora Técnica Eletrônica Ltda.

## CAPA



As duas montagens deste número convergem para o computador pessoal: a interface A/D, que permite coletar e processar dados analógicos, especialmente os de baixíssima frequência; e a fonte chaveada, projetada para alimentar pequenos micros ou para servir na bancada, fornecendo tensão a circuitos lógicos.

## NOTÍCIAS & SERVIÇOS

Cartas .....	2
Notas nacionais .....	4
Notas internacionais .....	6
Livros & Revistas .....	47
Classificados .....	80

## BYTE

O básico sobre matrizes lógicas programáveis .....	10
--	----

## VÍDEO

TV-Consultoria .....	18
Circuitos de TV — 3.ª parte .....	24

## CADERNO DE ÁUDIO

Linhas de transmissão em áudio — conclusão .....	34
A seleção adequada do microfone .....	38
Pausa .....	43
Lançamentos .....	44

## ENGENHARIA

Prancheta nacional .....	46
--------------------------	----

## PRÁTICA

Interface A/D universal para micros .....	48
Fonte chaveada 5 volts/3 ampères .....	56

## BANCADA

Como projetar fontes reguladas fixas — conclusão .....	62
Antologia do modulador PWM LM3524 .....	75

## CURSO

Manual de utilização do osciloscópio — 5.º fascículo	
--	--



# O que são e como usar as matrizes lógicas programáveis

*As matrizes lógicas programáveis permitem implementar várias funções combinacionais e seqüenciais, e assim reduzir o uso de CIs*

**A**s tecnologias de fabricação de circuitos integrados vêm permitindo um grau cada vez maior de integração de múltiplas funções, oferecendo dispositivos com desempenho mais confiável e uma enorme redução nas dimensões dos sistemas que os utilizam. Uma das famílias desses dispositivos — as matrizes lógicas programáveis — será o principal assunto abordado neste artigo. Esses *chips* são integrados programáveis similares à PROM e podem substituir vários blocos de lógica combinacional ou seqüencial, reduzindo assim o número de CIs que desempenham uma função.

**Estrutura lógica da PROM** — Como as matrizes lógicas programáveis têm a sua estrutura lógica muito semelhante à da PROM, parece conveniente iniciarmos o estudo com uma recordação do funcionamento destas memórias. Mas, antes disso, é bom nos familiarizarmos com a convenção que iremos adotar daqui em diante, a qual pode ser vista na figura 1. Esse tipo de notação será bastante conveniente quando nos depararmos com portas lógicas com muitas entradas.

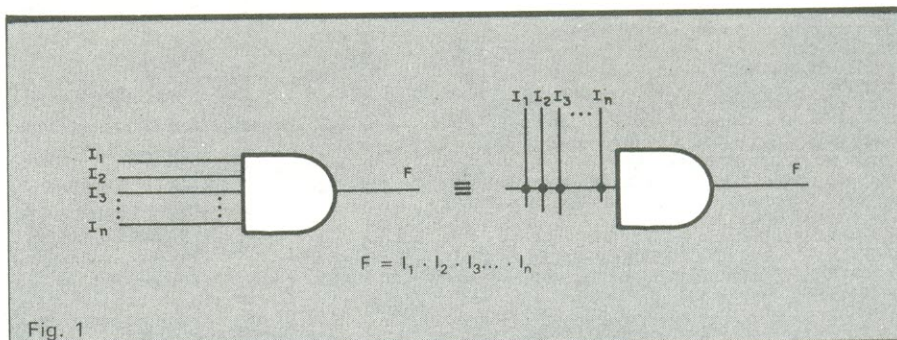
Sendo a PROM um circuito integrado de memória, ela recebe um endereço em binário e logo após libera o da-

do gravado na posição de memória correspondente. O endereço que chega é decodificado em um primeiro nível de lógica, que pode ser observado na figura 2.

Esse primeiro nível é uma matriz de portas E que funciona como decodificador de endereços. A matriz possui as ligações entre as entradas e as portas E previamente estabelecidas de maneira a levar ao estado lógico "1" a saída de apenas uma porta para cada endereço aplicado na entrada. Por exemplo, para o endereço 0000 (binário) apenas a primeira porta E da figura terá sua saída levada a "1"; para o endereço 0001, somente a saída da segunda E será levada a "1", e assim por diante até o endereço 1111.

Observe, na mesma figura, que as saídas dessas portas E são levadas a um segundo nível de lógica, constituído de uma matriz de portas OU. Tais portas compõem o codificador de dados. Quando a PROM sai da fábrica, todos os pontos da matriz OU estão interligados. As ligações são, no entanto, fusíveis e, por isso, estão representadas na figura 2 com um "X". Então, podemos concluir que é possível programar uma palavra de dados, que irá aparecer na saída das portas OU, para cada endereço aplicado na entrada da PROM, com fusível queimado = "0" e fusível intacto = "1".

Em resumo, a estrutura interna da memória é composta de uma matriz de portas E com ligações fixas formando



Convenção para as entradas das portas lógicas.



um decodificador, seguida de uma matriz de portas OU com ligações fusíveis (programável) compondo um codificador. A PROM nada mais é do que um conversor de códigos. Uma característica importante é que a estrutura do decodificador limita o número de entradas possíveis. A relação  $n^\circ$  de Es =  $2 \times n^\circ$  de entradas deve ser mantida. Sendo assim, para um número muito elevado de entradas, não seria possível integrar tantas portas E quanto necessário para a implementação do decodificador de endereços.

Em muitos projetos, onde torna-se primordial a redução do número de circuitos integrados empregados, pode-se utilizar a PROM para substituir blocos de lógica combinacional.

**PAL — O Programmable Array Logic**, marca registrada pela Monolithic Memories, é um integrado que tem por objetivo dar maior flexibilidade à implementação de funções lógicas, podendo substituir vários CIs que desempenhem uma função lógica qualquer. Sua estrutura interna, como se pode ver na figura 3, é bastante semelhante à da PROM, sendo composta por dois níveis de lógica: uma matriz de portas E, programável, seguida de uma matriz de portas OU, fixa. Se nos lembrarmos que, ao traduzir uma tabela-verdade para a forma de função booleana (utilizando mintermos), esta será obtida na forma de soma de produtos, começaremos a visualizar a importância desses integrados.

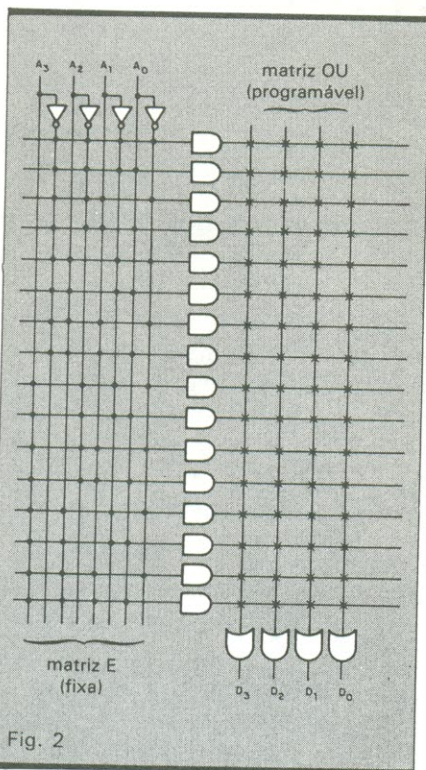


Fig. 2

Memória PROM de 16 palavras de 4 bits.

O número de portas E do primeiro nível de lógica não é amarrado ao número de entradas, como é o caso da PROM, já que essa estrutura não é um decodificador de endereços. Sendo assim, conclui-se que em um único integrado podemos implementar diferentes circuitos lógicos, totalmente independentes, já que a matriz de entrada não se encontra pré-programada. Para aumentar a flexibilidade, vários desses CIs possuem *flip-flops* em suas saídas, fornecendo uma realimentação à matriz de Es, como veremos logo adiante. Dessa forma, também é possível construir máquinas de estado complexas utilizando um integrado PAL. Detalhes de sua estrutura interna serão vistos à frente.

O número de entradas, de portas E, de portas OU, *flip-flops* e outras características dos integrados variam muito, e não seria possível mostrar tudo aqui.

**PLA — O FPLA (Field Programmable Logic Array)**, ou simplesmente PLA, é um integrado que também tem por objetivo facilitar a implementação de funções lógicas e reduzir a densidade de placas de circuitos integrados num sistema. Sua estrutura lógica (fig. 4) é bastante semelhante à da PROM e do PAL. A diferença é que tanto a matriz E quanto a matriz OU são programáveis pelo usuário, e esta característica lhe confere uma flexibilidade muito maior na implementação de circuitos lógicos.

Pode-se notar que o número de por-

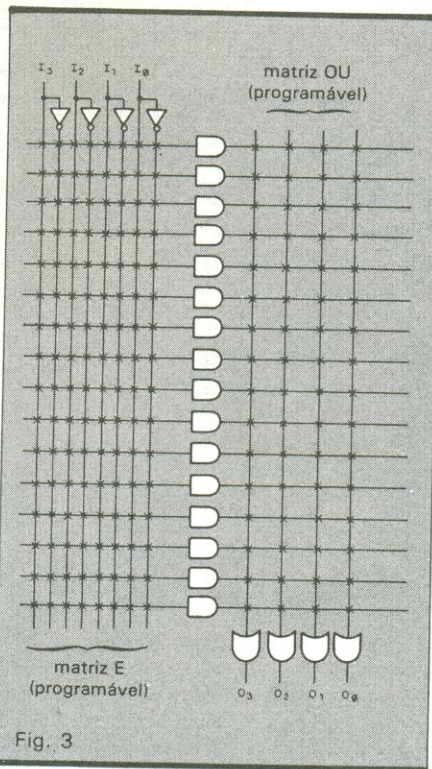


Fig. 3

Matriz PAL de 4 entradas X 4 saídas.

tas E da matriz de entrada também não é preso ao número de entradas, o que permite, da mesma forma que no PLA, a implementação de circuitos independentes dentro de um único integrado. Dentro dessa categoria de dois níveis programáveis de lógica, temos ainda os FPLS (*Field Programmable Logic Sequencers*), ou PLS, que são utilizados na construção de máquinas de estado. Esse integrado possui um conjunto de *flip-flops*, cujas entradas estão ligadas à matriz de portas OU, e suas saídas realimentam a matriz de portas E. Há ainda outro conjunto de *flip-flops* que serve para o registro dos bits de saída. Os detalhes dessas estruturas serão dados adiante.\*

**Família do PLA** — Esta família pode ser subdividida quanto ao tipo de estrutura interna, a qual pode estar voltada para a lógica combinacional ou mesmo seqüencial.

Tipos de estrutura interna: **Combinacional** (fig. 5) — O PLA combinacional possui os dois níveis de lógica programáveis, oferecendo ainda a possibilidade de se programar a lógi-

\* Observação: Adotou-se, até agora, como convenção para figuras mais genéricas, um "x" para representar ligações fusíveis intactas. Porém, em figuras mais específicas, como veremos daqui em diante, optou-se pela retirada desta representação pela necessidade de simplificação dos desenhos, mantendo a idéia de ligações fusíveis intactas nos pontos de cruzamento das linhas.

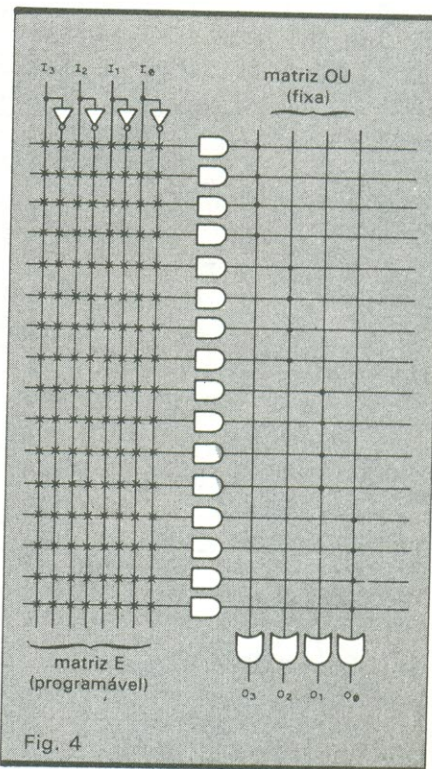


Fig. 4

Matriz PLA de 4 entradas X 4 saídas.



ca do sinal de saída (barrado ou não barrado) por intermédio das portas OU-Exclusivo colocadas nas saídas. As saídas podem ser em três estados ou em coletor aberto.

**Seqüencial** (fig. 6) — Esse tipo de PLA, também chamado PLS, além dos dois níveis programáveis de lógica, possui um conjunto de *flip-flops*, cujas entradas estão ligadas à matriz de portas OU, e suas saídas realimentam a matriz de portas E. Tem, ainda, um outro conjunto de *flip-flops* que atua no registro dos bits de saída. As saídas também podem ser em três estados ou coletor aberto.

#### Família do PAL — A família do PAL

também pode ser subdividida quanto ao tipo de estrutura interna, num total de cinco estruturas distintas que podem se combinar formando os diferentes membros da família.

Como já foi dito anteriormente, o PAL só dispõe do primeiro nível de lógica programável. A sua relação entrada x saída pode normalmente variar de  $10 \times 12$  até  $20 \times 2$ .

Tipos de estruturas internas:

**Gate Array** (fig. 7) — É um tipo de estrutura básica que estará presente em toda a família do PAL. Qualquer outra estrutura acrescentará mais algumas características a esta, dando origem a novas estruturas.

**Entrada/saída programável** (fig. 8) —

Este tipo de estrutura permite que a saída de cada porta OU seja programada para ser uma entrada e/ou um retorno à matriz programável de portas E, através de um *buffer* de três estados controlado por uma E específica.

**Registradores de saída com realimentação** (fig. 9) — Outra possível característica da família PAL é contar com *flip-flops* nas saídas das portas OU, os quais podem ser programados para realimentar (através da saída barrada) a matriz de portas E, permitindo a construção de circuitos seqüenciais (máquinas de estado). O número de *flip-flops* é menor ou igual ao número de saídas.

**PAL OU-Exclusivo** (fig. 10) — Neste caso, a soma de produtos é segmentada

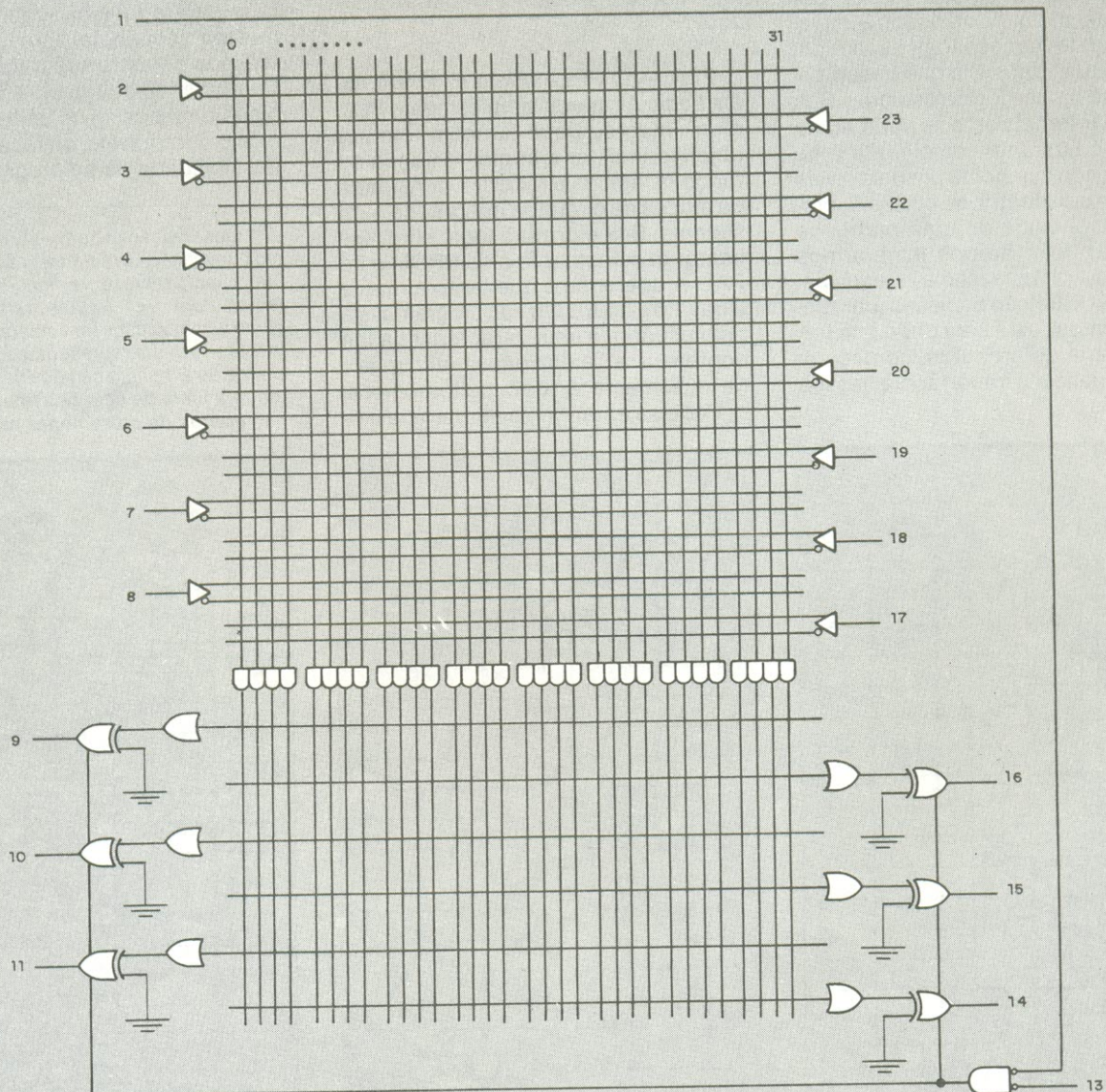


Fig. 5

PLA combinacional, com 14 entradas X 6 saídas.



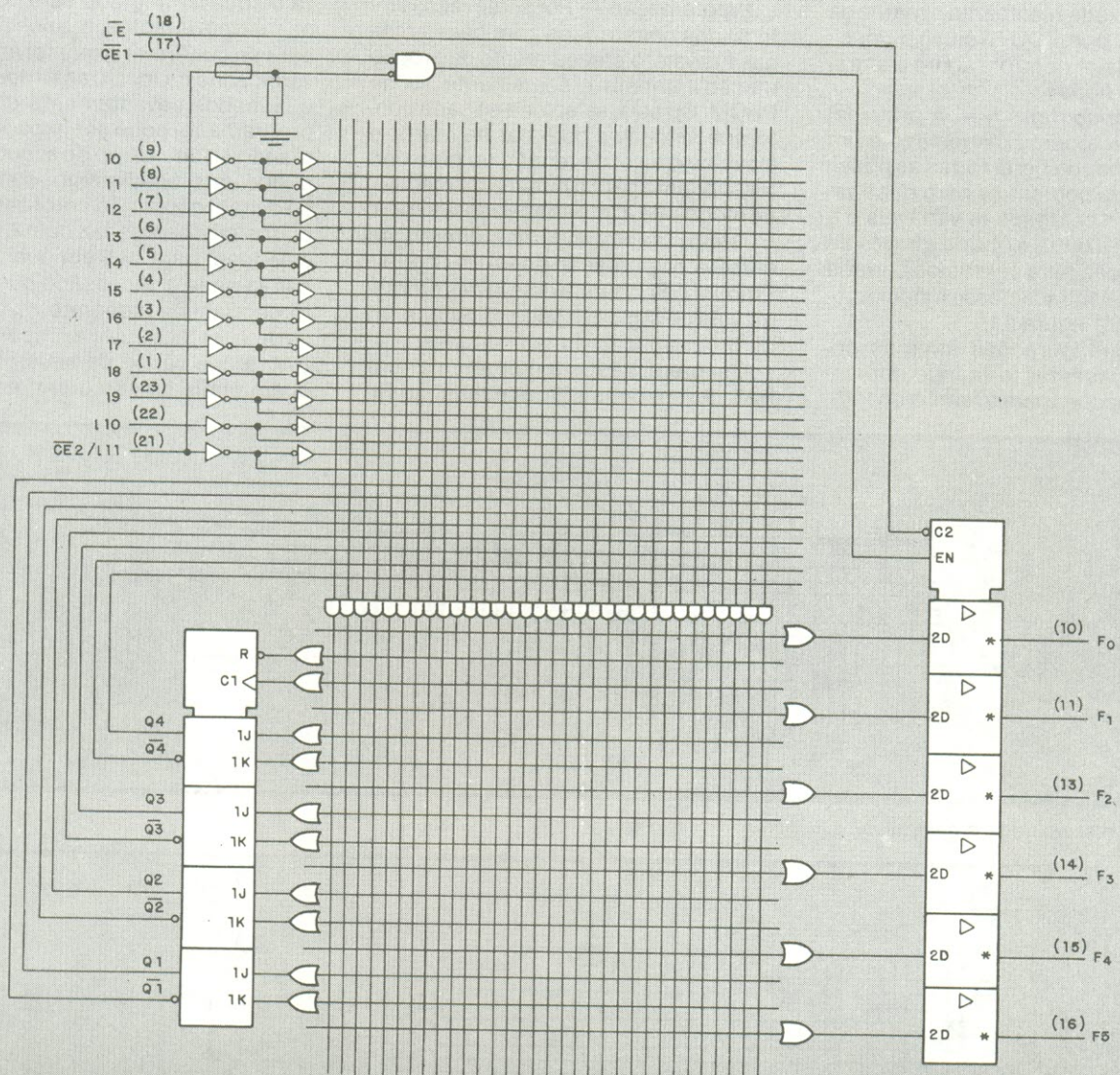


Fig. 6

PLA seqüencial, ou PLS.

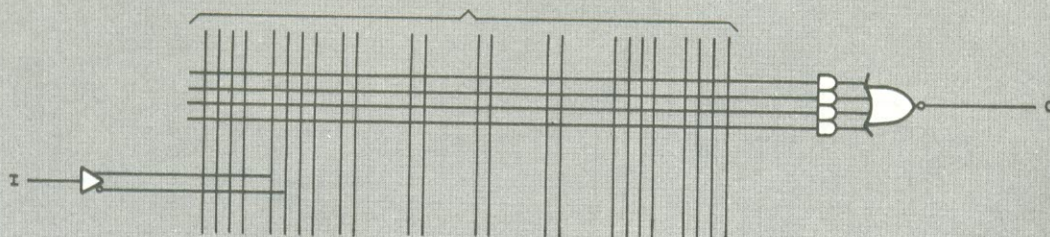


Fig. 7

Gate array, estrutura básica da família PAL.



em duas somas, as quais são levadas às entradas de uma porta OU-Exclusivo. A saída dessa porta é ligada à entrada de um *flip-flop* tipo D, cuja saída barrada realimenta a matriz de portas E. A porta OU-Exclusivo possibilita um maior controle sobre a entrada dos *flip-flops*.

**PAL aritmético** (fig. 11) — A principal característica deste dispositivo é um módulo capaz de gerar todas as possíveis funções booleanas para duas variáveis (fig. 12). Uma das variáveis é a de entrada; a outra é obtida através da realimentação feita pela saída barrada do *flip-flop* à entrada desse módulo, como mostra a figura 11.

Essas configurações internas podem se apresentar formando diferentes combinações para a família do PAL.

Na figura 13 encontramos um exemplo de PAL que contém todas as estruturas citadas anteriormente.

**Programação** — Por serem esses integrados construídos com base em ligas fusíveis, o procedimento de programação também é semelhante ao da PROM. Ou seja, seleciona-se cada ponto que se deseja queimar na matriz e eleva-se o nível de tensão no pino correspondente para a queima do mesmo, de modo que a informação seja fixada. Existem, porém, algumas diferenças entre a programação do PAL e do PLA. Embora o PLA tenha dois níveis programáveis de lógica, o seu procedimento de programação é mais simples.

Os interessados em programar um PAL devem consultar o manual do fa-

bricante para conhecer os procedimentos de programação e verificação do integrado. A verificação deve ser feita antes da programação, para se ter certeza de que o integrado está com todos os fusíveis intactos, e, após a mesma, para se confirmar o que foi gravado. A verificação da localização dos fusíveis queimados (levantamento do que foi programado) pode ser impedida, queimando-se um fusível de segurança, segundo um procedimento específico. Isso evita a cópia não autorizada de circuitos sigilosos e faz com que o PAL seja ideal para uso em qualquer aplicação onde é necessário que o circuito permaneça incógnito.

Uma característica importante do PAL é que vários de seus pinos possuem dupla função durante a progra-

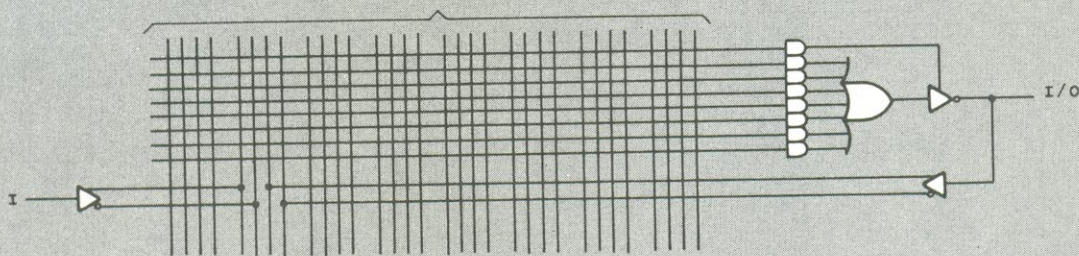


Fig. 8

PAL com entrada/saída programável.

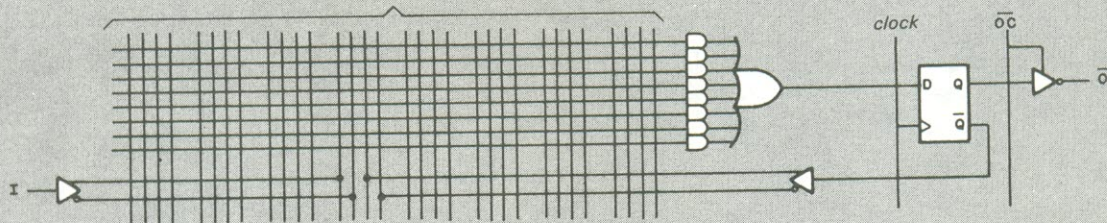


Fig. 9

PAL com registrador de saída e realimentação.

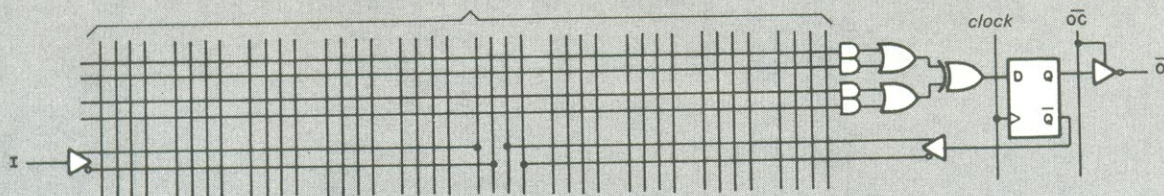


Fig. 10

PAL com porta OU-Exclusivo.



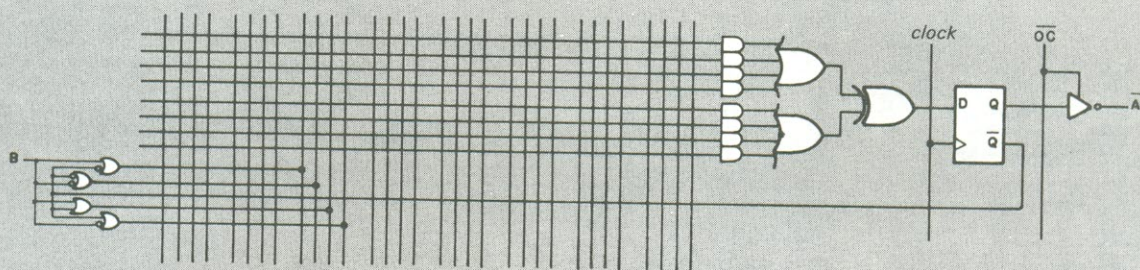


Fig. 11

PAL aritmético.

mação. Vemos na figura 13 que a matriz de Es possui 64 linhas (de 0 a 63) que entram nas portas E. Cada uma das linhas é chamada de termoproduto e elas equivalem às 32 entradas de cada uma das portas E (vide convenção na fig. 1). Na figura 14 observamos que a função de vários pinos difere para cada metade da matriz (termoprodutos de 0 a 31 ou de 32 a 63). As tabelas 1A e

1B mostram os modos de seleção e queima da matriz, sendo que o pulso de programação será aplicado em uma das entradas 0, conforme a Tabela 1B.

Existe um programa, denominado PALASM, capaz de traduzir as equações lógicas de um circuito que se deseja programar em um mapa de fusíveis queimados/intactos. A saída do PALASM é compatível com os programa-

dores de PAL, de modo que o usuário somente precisa especificar as equações lógicas e o programador se encarregará de queimar os fusíveis correspondentes. O PALASM facilita o trabalho e reduz o tempo gasto na programação do PAL, já que o usuário não precisa, ele próprio, selecionar e queimar as ligações uma a uma. Esse programa também realiza a verificação do circuito. Podemos encontrá-lo atualmente nas versões FORTRAN IV e PASCAL.

O procedimento de programação e verificação do PLA é mais simples que o do PAL e também pode ser encontrado no manual do fabricante. Pode ser dividido basicamente em duas etapas: programação da matriz de portas E e programação da matriz de portas OU.

### Modelo de seleção e queima da matriz

Tabelas 1A e 1B

L = tensão nível baixo  
H = tensão nível alto

HH = tensão de programação  
Z = alta impedância

Número da coluna	Pino									L/R
	I <sub>7</sub>	I <sub>6</sub>	I <sub>5</sub>	I <sub>4</sub>	I <sub>3</sub>	I <sub>2</sub>	I <sub>1</sub>	I <sub>0</sub>		
0	HH	HH	HH	HH	HH	HH	HH	L	Z	
1	HH	HH	HH	HH	HH	HH	HH	H	Z	
2	HH	HH	HH	HH	HH	HH	HH	L	HH	
3	HH	HH	HH	HH	HH	HH	HH	H	HH	
4	HH	HH	HH	HH	HH	HH	L	HH	Z	
5	HH	HH	HH	HH	HH	HH	H	HH	Z	
6	HH	HH	HH	HH	HH	HH	L	HH	HH	
7	HH	HH	HH	HH	HH	HH	H	HH	HH	
8	HH	HH	HH	HH	HH	L	HH	HH	Z	
9	HH	HH	HH	HH	HH	H	HH	HH	Z	
10	HH	HH	HH	HH	HH	L	HH	HH	HH	
11	HH	HH	HH	HH	HH	H	HH	HH	HH	
12	HH	HH	HH	HH	L	HH	HH	HH	Z	
13	HH	HH	HH	HH	H	HH	HH	HH	Z	
14	HH	HH	HH	HH	L	HH	HH	HH	HH	
15	HH	HH	HH	HH	H	HH	HH	HH	HH	
16	HH	HH	HH	L	HH	HH	HH	HH	Z	
17	HH	HH	HH	H	HH	HH	HH	HH	Z	
18	HH	HH	HH	L	HH	HH	HH	HH	HH	
19	HH	HH	HH	H	HH	HH	HH	HH	HH	
20	HH	HH	L	HH	HH	HH	HH	HH	Z	
21	HH	HH	H	HH	HH	HH	HH	HH	Z	
22	HH	HH	L	HH	HH	HH	HH	HH	HH	
23	HH	HH	H	HH	HH	HH	HH	HH	HH	
24	HH	L	HH	HH	HH	HH	HH	HH	Z	
25	HH	H	HH	HH	HH	HH	HH	HH	Z	
26	HH	L	HH	HH	HH	HH	HH	HH	HH	
27	HH	H	HH	HH	HH	HH	HH	HH	HH	
28	L	HH	HH	HH	HH	HH		HH	Z	
29	H	HH	HH	HH	HH	HH		HH	Z	
30	L	HH	HH	HH	HH	HH		HH	HH	
31	H	HH	HH	HH	HH	HH		HH	HH	

Número do termo-produto	Pino 8						
	O <sub>3</sub>	O <sub>2</sub>	O <sub>1</sub>	O <sub>0</sub>	A <sub>2</sub>	A <sub>1</sub>	A <sub>0</sub>
0, 32	Z	Z	Z	HH	Z	Z	Z
1, 33	Z	Z	Z	HH	Z	Z	HH
2, 34	Z	Z	Z	HH	Z	HH	Z
3, 35	Z	Z	Z	HH	Z	HH	HH
4, 36	Z	Z	Z	HH	HH	Z	Z
5, 37	Z	Z	Z	HH	HH	Z	HH
6, 38	Z	Z	Z	HH	HH	HH	Z
7, 39	Z	Z	Z	HH	HH	HH	HH
8, 40	Z	Z	HH	Z	Z	Z	Z
9, 41	Z	Z	HH	Z	Z	Z	HH
10, 42	Z	Z	HH	Z	Z	HH	Z
11, 43	Z	Z	HH	Z	Z	HH	HH
12, 44	Z	Z	HH	Z	HH	Z	Z
13, 45	Z	Z	HH	Z	HH	Z	HH
14, 46	Z	Z	HH	Z	HH	HH	Z
15, 47	Z	Z	HH	Z	HH	HH	HH
16, 48	Z	HH	Z	Z	Z	Z	Z
17, 49	Z	HH	Z	Z	Z	Z	HH
18, 50	Z	HH	Z	Z	Z	HH	Z
19, 51	Z	HH	Z	Z	Z	HH	HH
20, 52	Z	HH	Z	Z	HH	Z	Z
21, 53	Z	HH	Z	Z	HH	Z	HH
22, 54	Z	HH	Z	Z	HH	HH	Z
23, 55	Z	HH	Z	Z	HH	HH	HH
24, 56	HH	Z	Z	Z	Z	Z	Z
25, 57	HH	Z	Z	Z	Z	Z	HH
26, 58	HH	Z	Z	Z	Z	HH	Z
27, 59	HH	Z	Z	Z	Z	HH	HH
28, 60	HH	Z	Z	Z	HH	Z	Z
29, 61	HH	Z	Z	Z	HH	Z	HH
30, 62	HH	Z	Z	Z	HH	HH	Z
31, 63	HH	Z	Z	Z	HH	HH	HH

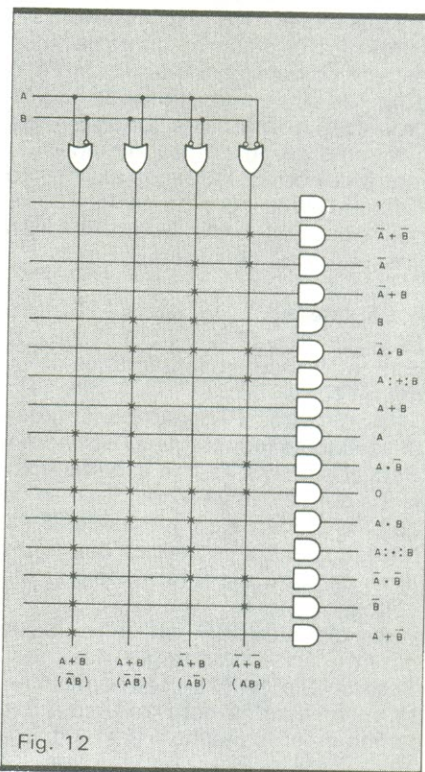


Fig. 12

Módulo gerador de funções booleanas.



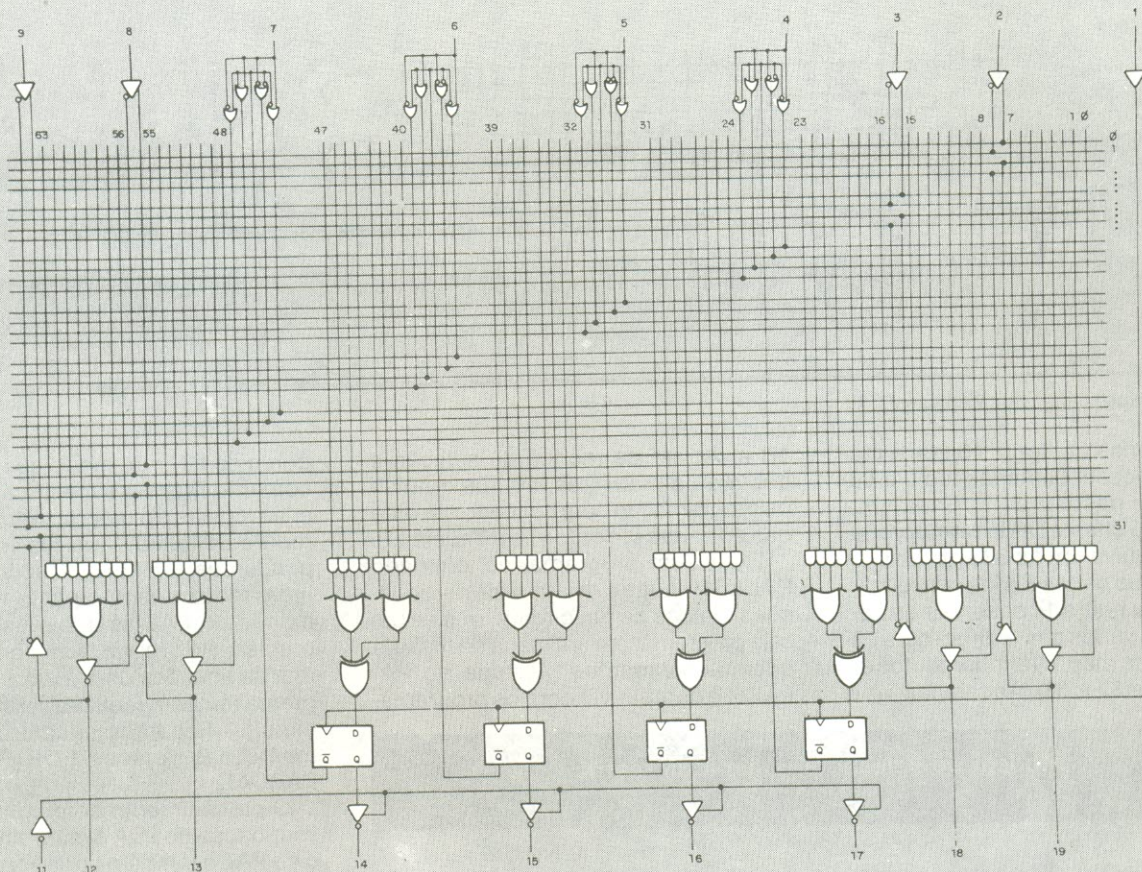


Fig. 13

Um PAL completo, com todas as estruturas anteriores.

Em ambos os casos, a seleção e queima dos respectivos fusíveis devem ser feitas através de um conjunto de pinos específico para cada matriz, isto é, o grupo de pinos que é utilizado na programação da matriz de portas E não é o mesmo grupo da programação da matriz de portas OU. Sendo assim, não existem pinos com dupla função. É bom observar, ainda, que o PLA não possui fusível de segurança.

**Características técnicas** — Tanto o PAL quanto o PLA (e PLS) são 100% compatíveis com os integrados da família TTL.

Os circuitos PAL são construídos utilizando-se tecnologia *TTL Schottky Bipolar* e fusível Ti-W, e são encapsulados com 20 ou 24 pinos. Seu tempo de propagação é em média de 25 ns, havendo variações para os diferentes tipos de estrutura interna desses circuitos.

Os circuitos PLA utilizam na sua construção a tecnologia *Advanced Schottky Bipolar TTL* e são normalmente encapsulados com 24 pinos. Seu tempo de propagação é em média de 10 ns para o PLA combinacional e 45 ns para o seqüencial (PLS). É claro

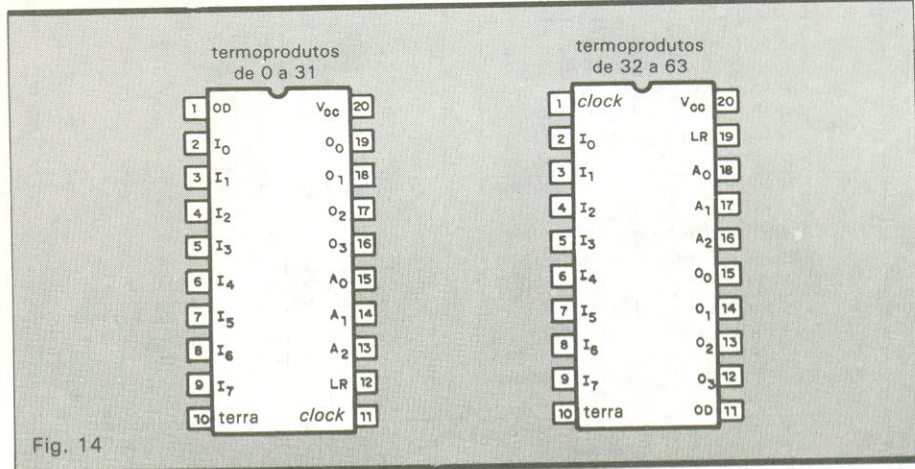


Fig. 14

Função dos pinos em cada metade da matriz PAL de 64 linhas.

que essas características podem variar de fabricante para fabricante.

Existe uma tendência de grande utilização desses integrados, devido ao fato de oferecerem vantagens significativas na utilização em projetos eletrônicos, como, por exemplo, diminuição da densidade de placa, redução do estoque de circuitos integrados convencionais e maior versatilidade nas aplicações.

## Bibliografia

Revista *Electronics*, 5 de julho de 1979.  
1981 Supplement to the *TTL Data Book for Design Engineers*, Texas Instruments.

*PAL — Programmable Array Logic Handbook*, Monolithic Memories.  
*Circuitos Digitais e Microprocessadores*, Herbert Taub.



# Como ocorrem os "fantasmas" na imagem

*A ocorrência de sombras ou "fantasmas" na imagem é causada por reflexões do sinal em obstáculos próximos ao percurso entre a fonte emissora e o aparelho receptor*

## "Fantasmas" na imagem

*Existe algum circuito nacional para eliminação de "fantasmas" (sombras) na imagem da TV, produzidos pelo reflexo dos sinais em edifícios ou outras coisas? Na minha residência, não consigo sintonizar vários canais sem "fantasma". Depois de várias tentativas, concluí que a solução será um circuito especial para esse fim, similar aos televisores Hitachi, no Japão, que já saem de fábrica com esse recurso.*

**Augusto Barretto — Campinas, SP**

Antes de expor a "inexistência" de circuito especial para eliminar os "fantasmas" que você cita, vamos procurar esclarecer melhor como e por que as imagens "fantasmas" aparecem numa recepção. Os sinais de TV na faixa de VHF (*Very High Frequency*), que são transmitidos para uma região urbana, possuem a característica de propagação linear, a exemplo de um fecho de luz. Além disso, os sinais de VHF podem ser refletidos quando encontram um obstáculo apropriado, como, por exemplo, um edifício em concreto armado, um avião ou qualquer outro objeto não transparente a estas ondas. Colocadas essas características, esta-

mos em condições de analisar o comportamento desses sinais ao atingirem uma antena receptora.

Todos sabemos que, apesar de serem extremamente rápidas para nosso conceito de velocidade habitual, as ondas eletromagnéticas (de radiofrequência) também gastam um tempo finito para atravessar o meio que separa a antena transmissora da antena receptora. Empregando um simples cálculo de física, podemos concluir também que esse tempo é função da distância a ser percorrida. Em outras palavras: quanto maior a distância maior será o tempo gasto. Dentro desse raciocínio, é possível afirmar que sempre recebemos os sinais de RF com atraso em relação a sua transmissão, sejam eles sinais de AM, FM, televisão ou qualquer outra informação que utilize esse meio.

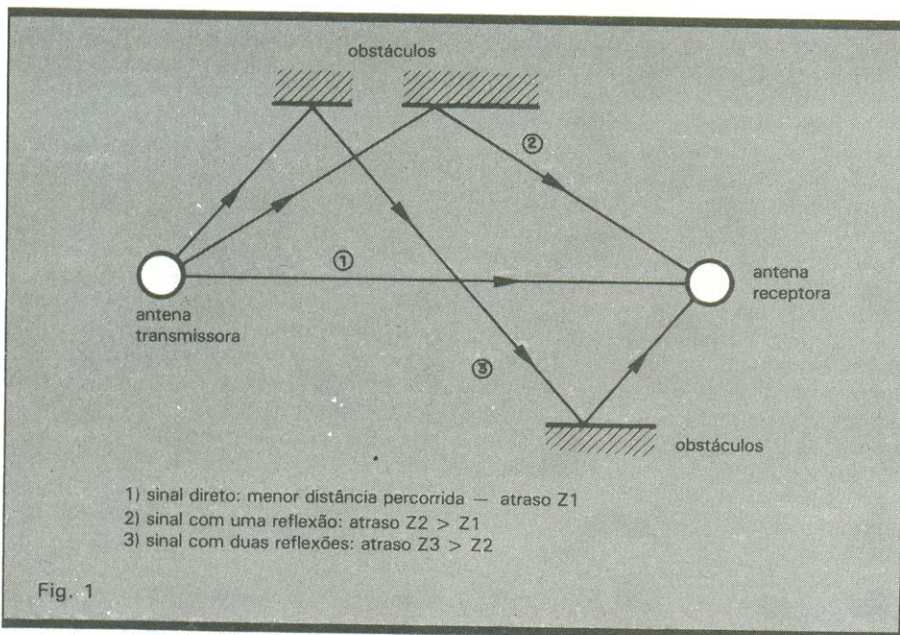
Esse atraso no recebimento dos sinais é muito pequeno, da ordem de microssegundos ( $10^{-6}$ s), considerando-se distâncias convencionais dentro de uma cidade. A ocorrência passa totalmente despercebida pelo receptor, uma vez que ele não dispõe de uma referência para confrontar ou comprovar o atraso. Assim, a reprodução de um programa por um receptor de rádio (AM ou FM) é totalmente indiferente ao atraso de microssegundos, que, se fôs-

semos exagerar ao máximo, iria produzir tão-somente um efeito de eco incapaz de ser detectado pelo ouvido humano, devido à mínima diferença de tempo.

Porém, para o sistema de reprodução de uma imagem pela televisão, o insignificante atraso de apenas alguns microssegundos no sinal pode representar um sério problema. Vejamos por quê. Voltando às considerações iniciais sobre a propagação em VHF, é comum ocorrer, sobre uma mesma antena receptora de TV, a incidência de mais de um sinal, provenientes de direções diferentes. Teremos assim um sinal direto ligando em *linha reta* as antenas transmissora e receptora (menor percurso possível). E, numa situação genérica, vários sinais refletidos, que tiveram a sua direção "desviada" por objetos interpostos ao percurso. A figura 1 demonstra esse efeito.

Podemos facilmente entender que cada um dos sinais (contendo a mesma programação) apresentará um atraso distinto, uma vez que percorrerá distâncias diferentes. Todos os sinais serão aceitos pelo receptor, que nessa situação passará a dispor de uma referência, ou seja, o sinal de maior intensidade, que possui um atraso específico, será comparado com os demais, mas todos serão reproduzidos na tela.





A causa dos "fantasmas": obstáculos no percurso entre as antenas.

Os microssegundos que diferenciam os sinais corresponderão, na tela, a distâncias de alguns milímetros, podendo chegar em situações extremas até a casa dos centímetros. Fica caracterizada então a imagem "fantasma", formada por uma imagem principal, que corresponde ao sinal de maior intensidade, sobreposta a diversas outras imagens deslocadas no sentido horizontal, obedecendo ao processo de varredura. Isto obviamente causa desconforto ao telespectador e problemas aos circuitos de sincronização do receptor, que passa a operar de modo instável, causando tremores na imagem.

Agora chegamos à conclusão de que é impossível ao receptor identificar os diversos sinais captados. Portanto, *circuitos especiais* para eliminação de "fantasmas" não existem, sendo que este problema é atribuído com exclusividade à localização e à direcionalidade da antena receptora. Ou seja, o único meio de evitarmos os "fantasmas" é fazer com que somente um sinal de boa intensidade (seja ele direto ou refletido) seja captado. Isto é possível escolhendo-se um local apropriado para instalação da antena externa e com a utilização de antenas direcionais, que atenuam os sinais provenientes de outras direções.

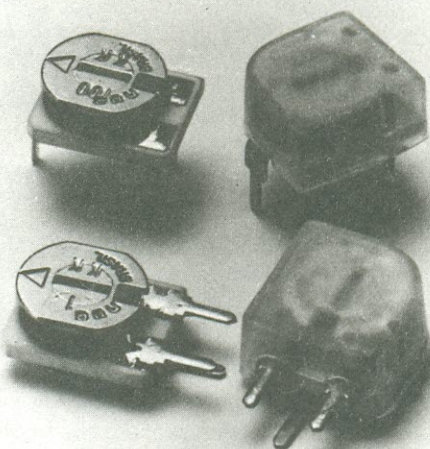
Para fugir da inundação dos sinais refletidos, a instalação da antena receptora deverá ser em local o mais alto possível. Como você pode perceber,

o problema não tem origem no receptor, e portanto não há circuitos para solucioná-lo. Uma ressalva deve ser feita: se o circuito de entrada da antena do receptor apresentar problemas de desbalanceamento (fio partido, terminal oxidado etc.), pode causar reflexões no sinal gerando imagens instáveis. Contudo, nesse caso, o problema também está no recebimento do sinal e não nos circuitos do receptor.

#### Não reajuste antes de consertar

*Após um curto-circuito interno em uma TV Philco modelo B-832, chassi 389, provocado por sua proprietária, o aparelho parou de funcionar. Agora, apenas dá indício de "vida" ao ser ligado, voltando logo após (antes mesmo de o quadro se abrir) ao estado inicial. Já na bancada, ao se comutar o seletor de tensão de alimentação para 220 volts e ligando a TV em 110 volts, ela funcionava precariamente, com chiado no áudio, embora a tela não chegasse a se iluminar, indicando que o horizontal estava provavelmente intacto (graças a Deus!). Voltando o seletor de voltagem à posição normal, B3 apresentou-se dentro dos limites. Em T406 (saída horizontal) foram encontradas tensões normais, bem como em T405 (driver horizontal). Entretanto, o mesmo não ocorreu com T404, indicando que D406 estava lhe cortando a ali-*

# CHEGOU O 1.º POTENCIÔMETRO QUE TEM ESTABILIDADE NO EMPREGO.



Os potenciômetros de cermet Dau já trabalham na indústria da informática na produção de mini, micro e grandes computadores.

Agora, são exigidos como componentes importantes na eletromedicina e nas telecomunicações, por todas as suas qualidades.

Conferem perfeita estabilidade térmica aos equipamentos, têm alto índice de miniaturização e confiabilidade, ajuste em ambos os lados, função linear, proteção antirotação, substrato de alumina, pista metálica semicondutora e resistência a processos de lavagem.

Potenciômetros Dau. Os únicos com estabilidade e emprego em mais de uma indústria.

#### CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS

Coefficiente de temperatura -  $\pm 120$  PPM/°C

Dissipação - 0,5W a 70°C

Durabilidade - 1.000 horas a 70°C  $\leq 1\%$

Valor residual - 0,1%

Gama de valores - 100Ω a 2M2Ω

Peça catálogos e maiores informações à Dau. Você será prontamente atendido.

# DAU

Dau do Brasil Componentes Eletrônicos Ltda.  
 VENDAS  
 Rua João de Souza Dias 972 04607  
 São Paulo SP  
 Tel (011) 542 3499 Telex (011) 24634



mentação. Retirado o diodo do circuito, a TV voltou a funcionar normalmente, mas com total inexistência do vermelho. Após alguns minutos sem D406, o aparelho não apresentou nenhum problema, a não ser a elevação de sua sensibilidade à variação da tensão da rede. Recoloquei D406 e ajustei P402 até a TV funcionar normalmente, embora sem o vermelho. Pergunto: 1) Qual a função de D406? 2) Qual o motivo da elevação da sensibilidade à tensão da rede? 3) O que ocasionou a falta de vermelho? 4) Foi sensata a recalibração de P402, sem maiores cuidados? 5) O que foi exposto na pergunta 4 poderia ter ocasionado as questões 2 ou 3?

Jacimar Paizante da Silva —  
Volta Redonda, RJ

Vamos expor nosso ponto de vista sobre o problema citado e dentro disso responder às suas dúvidas. Como premissa básica, sempre aconselhamos aos nossos leitores não alterar a calibração e os ajustes do receptor, sem antes conhecer a causa verdadeira do problema. Pode ser até que a conclusão dos trabalhos indique um retoque nos ajustes, que normalmente são afetados pelo desgaste natural dos componentes.

A TV em questão teve como causa do problema um curto-circuito aciden-

tal e, portanto, não se fazia necessário, em primeira instância, qualquer tipo de reajuste. Você nos relata uma elevação da sensibilidade quanto à variação da rede, denunciando uma evidente pane da fonte de alimentação regulada do receptor. Veja que a simples constatação de que B3 está "dentro dos limites" (que limites?) não assegura que a fonte de alimentação esteja em perfeita ordem, mesmo porque, se isto fosse verdade, não haveria influência da variação da rede no funcionamento do aparelho. É óbvio que estamos nos referindo a variações normais da rede elétrica e não à alimentação do receptor com rede de 110 volts, quando o seletor de voltagem está em 220 volts!

Observe a figura 2 e vamos analisar o funcionamento do SCR D406. A tensão B4 é obtida por uma retificação direta dos pulsos horizontais produzidos pelo fly-back e tem um valor aproximado de 20 volts CC. Apesar de a tensão B4 não ser regulada, ela é estável, uma vez que a alimentação do estágio de saída horizontal é regulada pela fonte principal (B3). Dessa forma, o valor da tensão B4 opera como um sensor do horizontal, pois todas as demais tensões geradas pelo circuito, inclusive a de MAT, serão proporcionais a ela.

Todo receptor de TV está sujeito a panes e, com isto, o valor da tensão de MAT pode atingir limites de alerta, co-

locando em perigo todo o estágio horizontal e demais circuitos. Para prevenir uma ocorrência dessas, o receptor da Philco utiliza a tensão B4 para disparar o SCR D406, bloqueando o funcionamento do oscilador horizontal e conseqüentemente o estágio de saída horizontal, uma vez que este depende da excitação recebida. O ajuste P402 determina qual será o nível de alerta para bloqueio, que deve estar especificado nas normas de ajuste do receptor.

Quanto à falta do vermelho, o problema deve ser melhor especificado, pois podemos entendê-lo sob dois aspectos: a) a extinção total do feixe correspondente ao vermelho, ou b) a ausência do sinal R. No primeiro caso, trata-se de uma deficiência na polarização do cinescópio, especificamente dos eletrodos do canhão vermelho. E na segunda hipótese, o problema deve ser analisado no amplificador RGB de saída de vídeo e/ou no decodificador de croma.

Finalizando este comentário, julgamos como precipitação de sua parte o ajuste de P402, pois o mais correto seria primeiro sanar o problema. Entretanto, fique tranqüilo quanto a ser o potenciômetro o culpado pelas demais ocorrências, pois não existe relação direta entre os sintomas, isto é, entre o problema na polarização do cinescópio ou no circuito de croma e a influência da variação da rede.

### Procura-se cinescópio

Solicito informações sobre onde posso encontrar o cinescópio da TV Sony 6" colorida — Trinitron SD59. Estou tendo dificuldades em encontrá-lo e gostaria, caso alguém o possua, que entrasse em contato comigo. Meu endereço é: R. Celestino Piaggio, 126 — apto. 44 — Sapopemba, São Paulo.

Paulo Roberto Carneiro —  
São Paulo, SP

Lamentamos muito, prezado Paulo, mas não dispomos da informação que você necessita. Fica portanto registrado aqui seu pedido. Boa sorte.

### Bibliografia sobre TV em cores

Sou engenheiro eletrônico e faço pós-graduação em eletrônica/comunicações na Unicamp. A minha tese é sobre digitalização dos sinais de TV PAL-

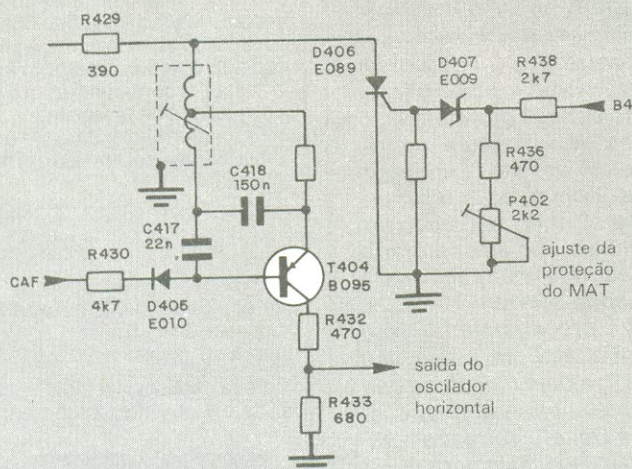


Fig. 2

Circuito do oscilador horizontal do receptor Philco chassi 389.



# RameR

NOVA OPÇÃO  
EM  
REEMBOLSO

NÃO PERCA UM SÓ LANCE DA COPA!

## RÁDIO AM Orelhinha

Agora você poderá acompanhar todos os jogos e reportagens da Copa, mesmo no trabalho ou no passeio.

Disponível nas cores: branca, preta, amarela, verde, — vermelha e, também, o modelo em verde/amarelo, com o emblema da Copa. Garantia: 3 meses.

Produto Embracom.



Cz\$ 179,00

### PRODUTOS LASER (com garantia total)

AMPLIFICADORES:	KIT	MONTADO
Mono 30W	Cz\$ 130,00	Cz\$ 150,00
Estéreo 30 + 30W	Cz\$ 250,00	Cz\$ 297,00
Mono 50W	Cz\$ 170,00	Cz\$ 178,00
Estéreo 50 + 50W	Cz\$ 340,00	Cz\$ 357,00
Mono 90W	Cz\$ 238,00	Cz\$ 288,00

### PRODUTOS CETEISA

KIT P/ CONFEÇÃO DE CIRCUITO IMPRESSO CK-2 - Contém: perfurador de placas (manual), cortador de placas, caneta Nipo Pen, suporte e tinta para caneta, percloro de ferro (300 g), vasilhame para corrosão e manual de instrução e uso. Cz\$ 185,00

SUGADOR DE SOLDA Cz\$ 46,60

SUPORE P/ PLACA DE CIRC. IMPRESSO Cz\$ 48,60

PERFURADOR DE PLACAS (MANUAL) Cz\$ 81,60

Solicite nossa tabela de preços para outros produtos

ATENÇÃO: Nos preços não estão incluídas as despesas postais. Os pedidos acompanhados de Vale Postal (pagável na Ag. Carrão-SP, cód. 400.301) ou Cheque Visado não pagarão as despesas postais. Pedido mínimo de Cz\$ 100,00.

Pedidos pelo Reembolso Postal à:  
RAMER Comércio e Representações Ltda.  
Caixa Postal 16.174 - CEP 03499 - S. Paulo - SP

M. Como venho seguindo os artigos que são publicados pela NE, e ainda sabendo da sua conceituada experiência nesse setor, peço-lhe o favor de indicar-me fontes bibliográficas que contenham essa teoria. Especialmente sobre o TBA540 e o LM1889. Também gostaria de maiores referências teóricas sobre o intervalo de apagamento horizontal, da salva de cor (burst) e/ou sobre qualquer assunto que seja útil à TV digital. Desde já, o que posso fazer é dizer muito obrigado e elogiar o seu trabalho na NE.

Antonio Carlos — Bauru, SP

Agradeço as suas considerações, desejando-lhe todo o sucesso na elaboração de sua tese. Quanto à bibliografia, tenho poucos livros a lhe recomendar, pois nosso trabalho é baseado com maior ênfase nas experiências práticas acumuladas e na consulta a manuais técnicos de componentes e aparelhos. Esse é o caso dos CIs TBA540/TBA520/LM1889, cujas informações foram fornecidas pelo fabri-

cante, no Linear Databook da National Semiconductor.

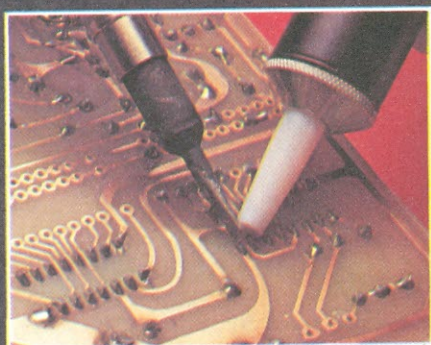
Uma recomendação bastante oportuna que posso fazer é a obra de Nelson Senatori e Francisco Sukys, *Introdução à Televisão e ao Sistema PAL-M*, um livro técnico de alto nível, escrito em português, e que contém todas as informações básicas do sistema de televisão brasileiro PAL-M.

Também posso indicar-lhe meu mais recente lançamento em livro, versando sobre os transcodificadores de croma, os circuitos que processam a "troca" de sistemas de codificação da informação de cor. Apesar de não estar dirigido especificamente aos estudantes de televisão, o livro contém diversos conceitos relativos aos estágios de croma, que muito auxiliam a compreensão dos circuitos da televisão, além de conter todas as informações sobre os CIs TBA520/TBA540/LM1889.

Todas as fontes bibliográficas citadas aqui podem ser encontradas nas boas livrarias técnicas, ou na Litec, em São Paulo. Um grande abraço.

NE

# DESSOLDAR JÁ FOI PROBLEMA...



SUPORE PARA FERROS DE SOLDA  
COM ESPONJA VEGETAL



MOD. MASTER



MOD. 101



MOD. 301



MOD. 201

## AGORA É SOLUÇÃO, COM OS SUGADORES DE SOLDA PROFISSIONAIS DA "AFR"

Bicos intercambiáveis com opção para bicos antiestáticos para MOS/LSI.

SOLICITE FOLHETO TÉCNICO



EQUIPAMENTOS E ACESSÓRIOS ELETRÔNICOS LTDA.

DEPTO. DE VENDAS: RUA CAMÉ, 710  
03121 - SÃO PAULO - SP  
TEL.: (011) 914-5667



# Osciladores da deflexão horizontal

*A análise dos osciladores utilizados na deflexão horizontal é concluída com um roteiro de cálculos para se determinar os principais componentes desses circuitos*

O circuito oscilador detalhado em nosso artigo anterior consiste em um típico exemplo de multivibrador astável com acoplamento pelo emissor, empregando transistores PNP (BC 558). Uma versão desta mesma configuração, não menos comum, elaborada porém com dois transistores BC 548 (NPN) — a

qual encontra-se esquematizada na figura 1 —, possui um comportamento estritamente idêntico àquele apresentado pelo primeiro caso, no que concerne às formas de onda em cada ponto analisado. No entanto, os níveis de tensão diferem sensivelmente, em virtude das alterações de polarização que caracterizam a rede osciladora.

## Vantagens e problemas dos astáveis com acoplamento pelo emissor —

Quais as razões que desaconselham a utilização, como rede osciladora, de um multivibrador astável clássico, como aquele indicado na figura 2, nos projetos de televisores? Alguns dos motivos serão analisados a seguir; vamos observar os prós e contras de cada configuração, e, após refletirmos sobre os fatos, concluiremos o porquê da adoção da primeira alternativa.

Entre os fatores positivos, no multivibrador astável com acoplamento pelo emissor é importante frisar que:

- 1) A oscilação é iniciada pelo próprio circuito, sem que haja necessidade de um *trigger* (ou disparo) externo.
- 2) A saída, tomada em  $Q_2$ , não se encontra conectada a nenhum elo de realimentação; portanto, tal ponto poderia vir a ser carregado sem que isto implicasse alterações significativas no comportamento do circuito.
- 3) Rápida comutação de estados na saída.
- 4) O divisor resistivo de polarização do primeiro transistor ( $Q_1$ ) possibilita o acoplamento de um elemento destinado ao sincronismo do oscilador.
- 5) Utiliza tão-somente um capacitor para o estabelecimento das temporizações; em consequência, o ajuste da frequência de trabalho é facilitado.

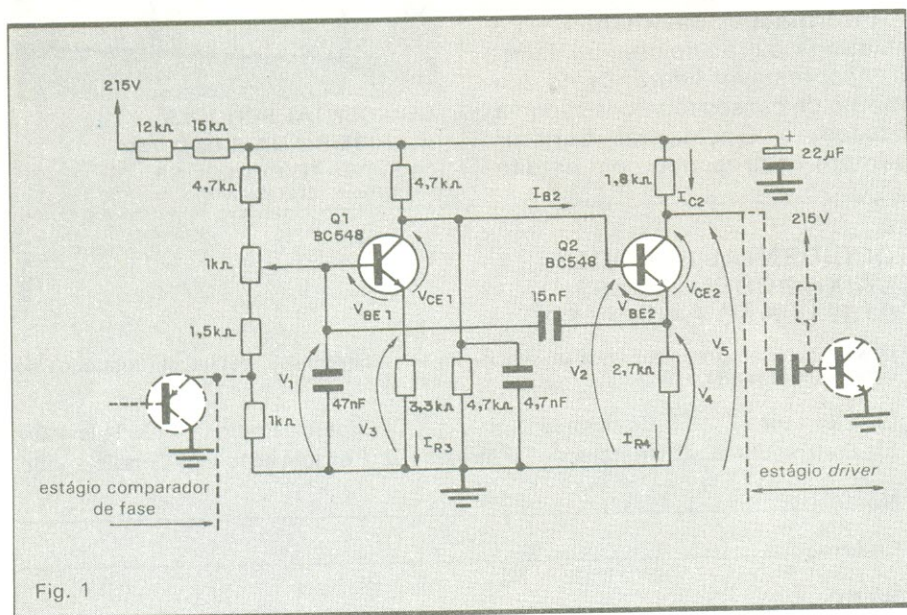


Fig. 1

Circuito oscilador usado em alguns receptores Philips.



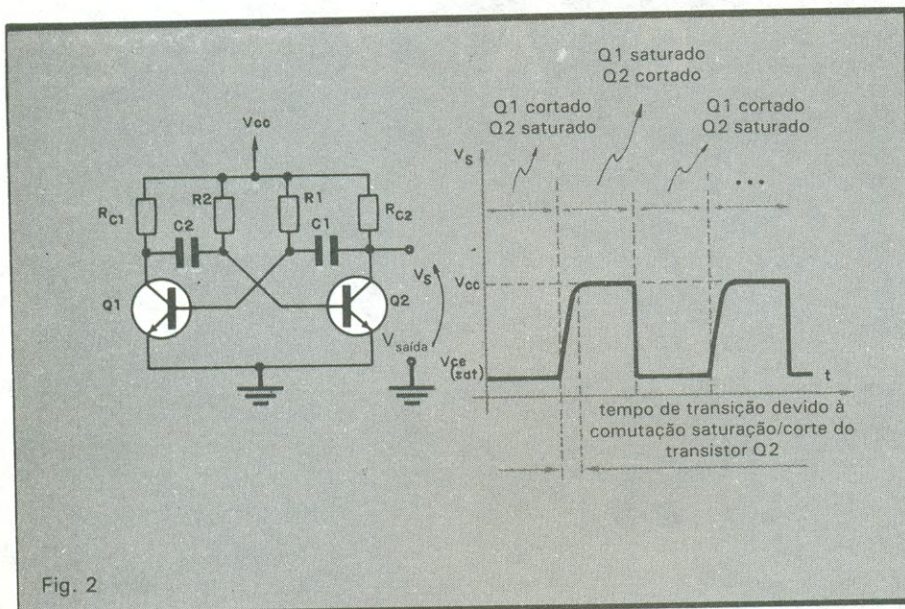


Fig. 2

Multivibrador astável clássico e a forma de onda no coletor de Q2.

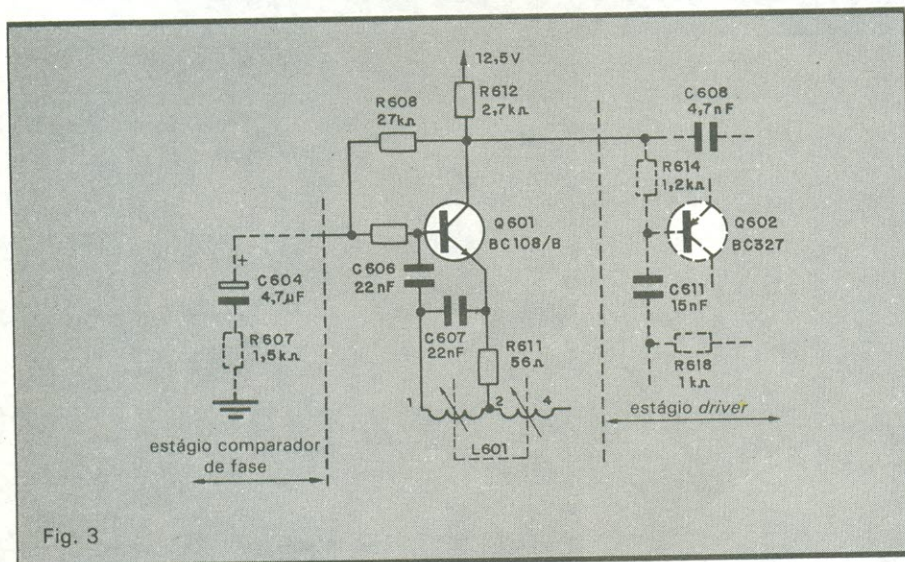


Fig. 3

Oscilador horizontal do televisor Telefunken 312 (chassi 806).

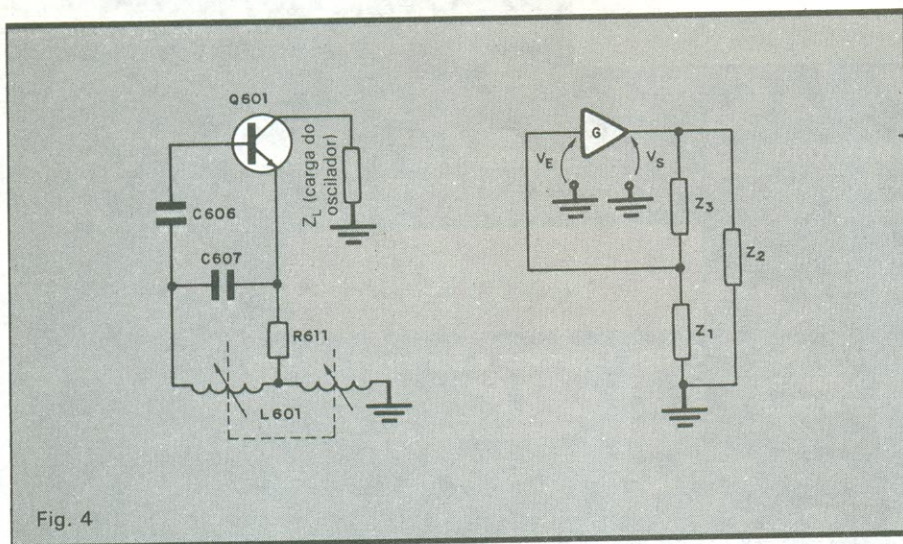


Fig. 4

O oscilador da figura 3 sem alguns componentes associados (a) e a configuração genérica para este circuito (b).

Em um multivibrador astável clássico, ambos os capacitores devem ser modificados quando da alteração da frequência de operação, sem que as parcelas  $T_A = (t_A - 0)$  e  $T_B = (t_B - t_A)$ , onde:

$$T = T_A + T_B \text{ e } T = \frac{1}{f_{\text{operação}}}$$

sejam afetadas em seus valores relativos —  $T_A/T$  e  $T_B/T$ .

Quanto às desvantagens, poderia-se citar os seguintes problemas e dificuldades associados a esta configuração:

- 1) Tendo em vista a análise de funcionamento oportunamente efetuada, torna-se absolutamente necessário que, caso o capacitor de temporização ( $C_2$ ) seja removido, nem o transistor  $Q_1$  nem  $Q_2$  saturem. Porém, ao introduzirmos o capacitor,  $Q_1$  deverá ser encaminhado à saturação, ao passo que  $Q_2$  será cortado; em seguida,  $Q_1$  será levado ao corte e  $Q_2$  à região ativa, sem entretanto atingir a saturação.
- 2) Considerando-se a presença de apenas um capacitor de temporização e que os resistores de emissor ( $R_3$  e  $R_4$ ), em geral, possuem valores próximos entre si, os tempos  $T_A$  e  $T_B$  não podem diferir sensivelmente.
- 3) Essa configuração emprega mais componentes que o multivibrador astável clássico.

Como nota final, no que tange aos multivibradores astáveis com acoplamento pelo emissor, vale ressaltar que  $Q_1$  satura unicamente em função da corrente adicional fornecida pelo capacitor de temporização. A extração desse capacitor acarretaria a permanência de  $Q_1$  na região ativa. Caso  $Q_1$  saturasse antes que começasse o processo de oscilação, esta não viria a ocorrer, uma vez que o efeito de realimentação não poderia ser estabelecido. Em outras palavras, é de suma importância o ajustamento das condições de operação do circuito em regime contínuo.

**Configurações alternativas** — Conforme já mencionamos, aparelhos das marcas Telefunken e Philco, dentre outras, empregam não o multivibrador baseado na comutação de estados entre dois transistores, mas tão-somente um único transistor acoplado a uma rede LC, operando como circuito oscilador.

Na figura 3, reproduzimos a configuração utilizada no televisor modelo 312 (chassi 806) da Telefunken. Observe que, ao desconsiderarmos os resistores de polarização  $R_{608}$  e  $R_{612}$ , assim como  $R_{609}$  e os componentes associados aos estágios comparador de fase e driver, recaímos na topologia indicada na figura 4a. Essa, como veremos a seguir, pode ser rearranjada para assemelhar-se à forma geral dos circuitos osciladores, representada em 4b.



**Circuito oscilador genérico** — A análise do circuito indicado em 4b pressupõe a utilização de um dispositivo amplificador (transistor ou amplificador operacional), caracterizado por uma elevada impedância de entrada. Ao fixarmos na figura 5a, constatamos que um circuito oscilador pode ser decomposto em uma seção amplificadora e outra de realimentação. Se verificarmos a esquematização contida em 5b, notamos que a injeção de um sinal  $S_{ent}$  junto ao amplificador acarreta, na saída, uma informação  $S_{saída}$  tal que  $S_{saída} = G \cdot S_{ent}$ . Simultaneamente, este sinal resultante transita por uma rede RLC com função de transferência  $\beta$ , fornecendo  $S_{real} = \beta \cdot S_{saída}$ .

Com a adequada escolha de  $G$  e  $\beta$ , poderíamos eventualmente vir a encontrar uma situação para a qual  $\beta \cdot S_{saída} = S_{ent}$ . Para essa condição, valeria portanto a seguinte conclusão:

$$\beta \cdot S_{saída} = S_{ent} = \beta \cdot G \cdot S_{ent}$$

logo, para que haja oscilação:

$$\beta \cdot G = 1$$

Assim, ao curto-circuitarem-se os pontos A e B (fig. 5c) — o que não deveria afetar o comportamento do circuito, uma vez que a informação presente em A coincide com a de B (por hipótese) —, estabelece-se a rede oscilado-

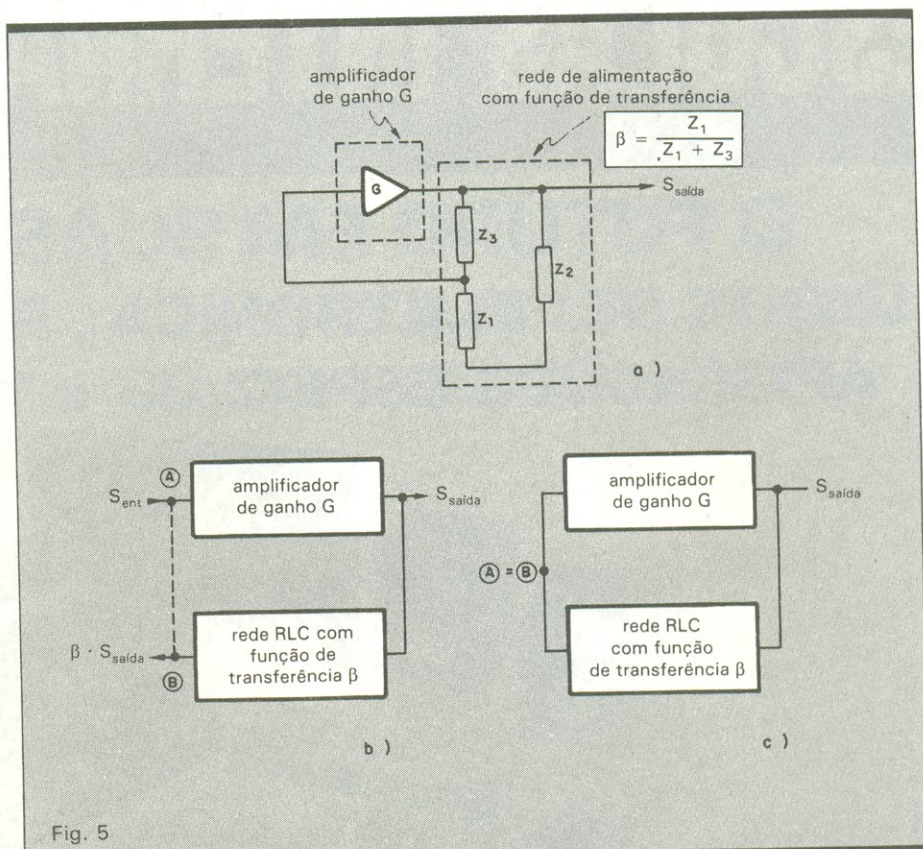
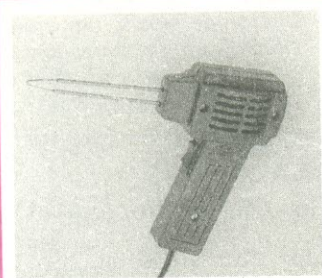


Fig. 5  
Identificação das seções do oscilador genérico (a) e influência da injeção do sinal sobre o comportamento do circuito (b e c).

## PISTOLA DE SOLDA



**É LIGAR E SOLDAR**



Chegou a Pistola de Solda Mebrasi. Com ela você pode soldar ou remover componentes eletrônicos em poucos segundos. A Pistola de Solda Mebrasi é prática, leve, de rápido aquecimento e tem dupla voltagem. Ideal para oficinas, serviços externos ou Hobbies.  
Pistola de Solda Mebrasi: É ligar e soldar.

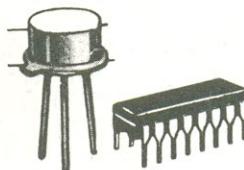
**MEBRASI INDÚSTRIA E COMÉRCIO LTDA.**  
Rua Ramiro Correia Monteiro, 55 - Jardim D'Abril  
Osasco - São Paulo  
Tel.: 803-3466

**PRODUTOS MEBRASI - NA LIDERANÇA**



## Eletrônica Luniv

UMA "SENHORA" LOJA.  
TEMOS TUDO EM ELETRÔNICA.



*Componentes*

Transistores-CI's  
Tiristores-Diodos  
Zener's-Optos

*Geral*

Manuais-Fontes  
Agulhas-Fitas  
Caixas de som  
Alto falantes  
Microfones - Fios



*Kits*

Novokit-JME  
Dialkit-Laser

*Equipamentos*

Trio-Kenwood-Sanwa  
Labo-Kaise-Hioki  
Dynatech-Fluke, etc.



Rua República do Líbano, 25-A - Centro  
Fones: 252-2640 e 252-5334 - Rio de Janeiro



ra, podendo a mesma ser particularizada para a configuração em estudo.

**Circuito oscilador LC** — De fato, tomemos o circuito mostrado em 4a: o amplificador de ganho J é constituído pelo transistor T601, enquanto que os demais componentes formam a rede de realimentação  $\beta$  (fig. 6a). Embora a distribuição dos componentes para esse bloco de retroação difira daquela até então explorada (impedâncias  $Z_1$ ,  $Z_2$  e  $Z_3$ , de acordo com o diagrama apresentado em 5a), o reposicionamento destes, através de transformações triângulo  $\rightarrow$  estrela  $\rightarrow$  triângulo, é suficiente para que a identificação com as impedâncias seja alcançada.

No que concerne ao amplificador de ganho J, é formado por um elemento ativo com elevada impedância de entrada ( $R_{ent}$ ) e tem como impedância de saída  $R_{saida}$ . Considerando-se que a rede de realimentação  $\beta$  está conectada ao emissor de  $Q_1$  (embora também esteja interligada à base), teremos uma elevação em  $R_{ent}$ , como é característico dos transistores operando dessa forma, porém com uma impedância de retroação entre o terminal emissor e a terra.

A figura 7a ilustra o mesmo circuito representado em 6b, todavia com uma malha em forma de triângulo isolada,

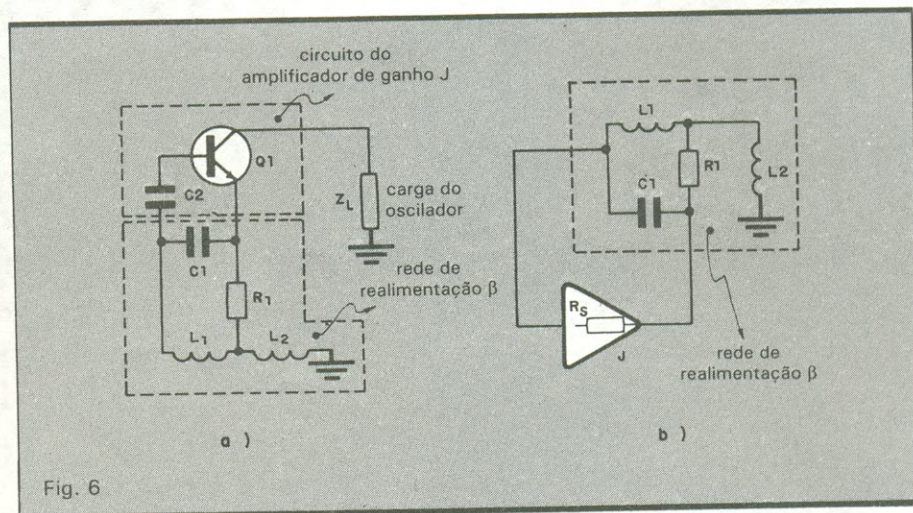
a qual pode facilmente ser transformada para uma topologia em estrela por intermédio de cálculos de conversão. Em 7b podemos observar a malha triangular composta por  $Z_{AB}$ ,  $Z_{BC}$  e  $Z_{AC}$ , correspondentes, respectivamente, a  $L_1$ ,  $R_1$  e  $C_1$  assinalados em 6a.

A malha A, B, C convertida para o formato estrela aparece na figura 7c: surgem o nó D e as novas impedâncias  $Z'_{AD}$ ,  $Z'_{BD}$  e  $Z'_{CD}$ . A impedância  $Z'_{BD}$  pode ser adicionada a  $Z_4$ , criando-se as-

sim a nova malha em estrela A, C, E, D, mostrada na figura 7d.

Uma nova transformação para a topologia em triângulo vem a gerar  $Z_{AC}$ ,  $Z_{CE}$  e  $Z_{AE}$  (fig. 7e), obtendo-se assim a distribuição de componentes procurada, correspondente à configuração osciladora genérica, ilustrada na figura 7f.

O cálculo do produto  $G \cdot \beta$  para a configuração mostrada em 7f pode ser determinado partindo-se do ganho proporcionado pelo amplificador, tendo-



Oscilador decomposto nos blocos amplificador e malha de realimentação (a), e topologia equivalente com destaque para a rede de realimentação (b).

# MONTAGENS INÉDITAS!

É o que você encontra todo mês em **Nova Eletrônica**. Instrumentos de bancada, circuitos para áudio, dispositivos de uso industrial e sistemas de aplicação geral. Utilizando sempre novos componentes, de fácil aquisição, as montagens são testadas no laboratório da revista e só então liberadas para publicação. O carimbo "aprovado" garante a qualidade das montagens.

## NOVA ELETRÔNICA

Tradição de experiência e constante atualização





se em conta a resistência de saída ( $R_{saída}$ ) deste e o fator de realimentação  $\beta$ . Assim:

$$G = \frac{Z_L}{Z_L + R_0} \cdot J$$

onde:

$$Z_L = \frac{(Z_{AC} + Z_{AE}) \cdot Z_{CE}}{Z_{AC} + Z_{AE} + Z_{CE}}$$

e

$$\beta = \frac{Z_{AE}}{Z_{AC} + Z_{AE}}$$

Ao substituírmos a expressão de  $Z_L$  naquela relativa ao ganho  $G$ , e multiplicando-a por  $\beta$ , obtemos:

$$G \cdot \beta = \frac{\frac{(Z_{AC} + Z_{AE}) \cdot Z_{CE}}{Z_{AC} + Z_{AE} + Z_{CE}} \cdot J}{\frac{(Z_{AC} + Z_{AE}) \cdot Z_{CE} + [R_{saída}]}{Z_{AC} + Z_{AE} + Z_{CE}}}$$

$$\cdot J \cdot \frac{Z_{AE}}{(Z_{AC} + Z_{AE})} = \frac{Z_{AE} \cdot Z_{CE} \cdot J}{Y}$$

$$Y = (Z_{AC} + Z_{AE}) \cdot Z_{CE} + R_{saída} \cdot (Z_{AC} + Z_{AE} + Z_{CE})$$

Considerando-se que  $Z_{AC}$ ,  $Z_{AE}$  e  $Z_{CE}$  podem ser constituídas por parcelas resistivas e reativas, vamos assumir que:

$$Z_{AC} = R_a + jX_a$$

$$Z_{AE} = R_b + jX_b$$

$$Z_{CE} = R_c + jX_c$$

Desse modo, o produto  $G \cdot \beta$  poderia alternativamente ser apresentado sob a seguinte forma:

$$G \cdot \beta = \frac{J \cdot (R_b + jX_b) \cdot (R_c + jX_c)}{Y}$$

$$Y = [(R_a + jX_a) + (R_b + jX_b)] \cdot (R_c + jX_c) + R_{saída} \cdot (R_a + jX_a + R_b + jX_b + R_c + jX_c)$$

A minuciosa análise dessa expressão não está incluída nos propósitos do nosso artigo. Todavia, vale lembrar que a mesma pode ser simplificada até que seja atingida uma relação entre dois números imaginários, tais como:

$$G \cdot \beta = \frac{a + jb}{c + jd}$$

As condições para a garantia de oscilação exigem que a fase de  $G \cdot \beta$  seja nula e o ganho (em módulo) ligeiramente superior à unidade (para efeitos práticos). Aplicando tais exigências a esse quociente, chegamos a:

$$G \cdot \beta = \frac{\sqrt{a^2 + b^2}}{\sqrt{c^2 + d^2}} \arctg \frac{b/a}{d/c} = \left[ \frac{\sqrt{a^2 + b^2}}{\sqrt{c^2 + d^2}} \right] \arctg \frac{b/a}{d/c} - \arctg \frac{d/c}{b/a}$$

Em consequência, a fase é zerada sempre que:

$$\arctg \frac{b/a}{d/c} = \arctg \frac{d}{c}$$

e o ganho resulta em algo maior que a unidade quando:

$$(a^2 + b^2) > (c^2 + d^2)$$

Por outro lado, é possível demonstrar-se que os termos  $a$ ,  $b$ ,  $c$ ,  $d$  equivalem aos seguintes valores relativos a  $Z_{AC}$ ,  $Z_{AE}$  e  $Z_{CE}$ :

$$a = R_b \cdot R_c - X_b \cdot X_c$$

$$b = R_c \cdot X_b + R_b \cdot X_c$$

$$c = (R_a + R_b) \cdot R_c - (X_a + X_b) \cdot X_c + R_{saída} \cdot (R_a + R_b + R_c)$$

$$d = (X_a + X_b) \cdot R_c + (R_a + R_b) \cdot X_c + R_{saída} \cdot (X_a + X_b + X_c)$$

sendo, em princípio, viáveis a determinação das parcelas resistiva e reativa de cada impedância e, conseqüentemente, os valores dos componentes, através da aplicação de artifícios matemáticos adicionais.

**Outras configurações osciladoras** — Em determinados circuitos de televisores Philips, uma rede osciladora bastante semelhante àquela aborda-

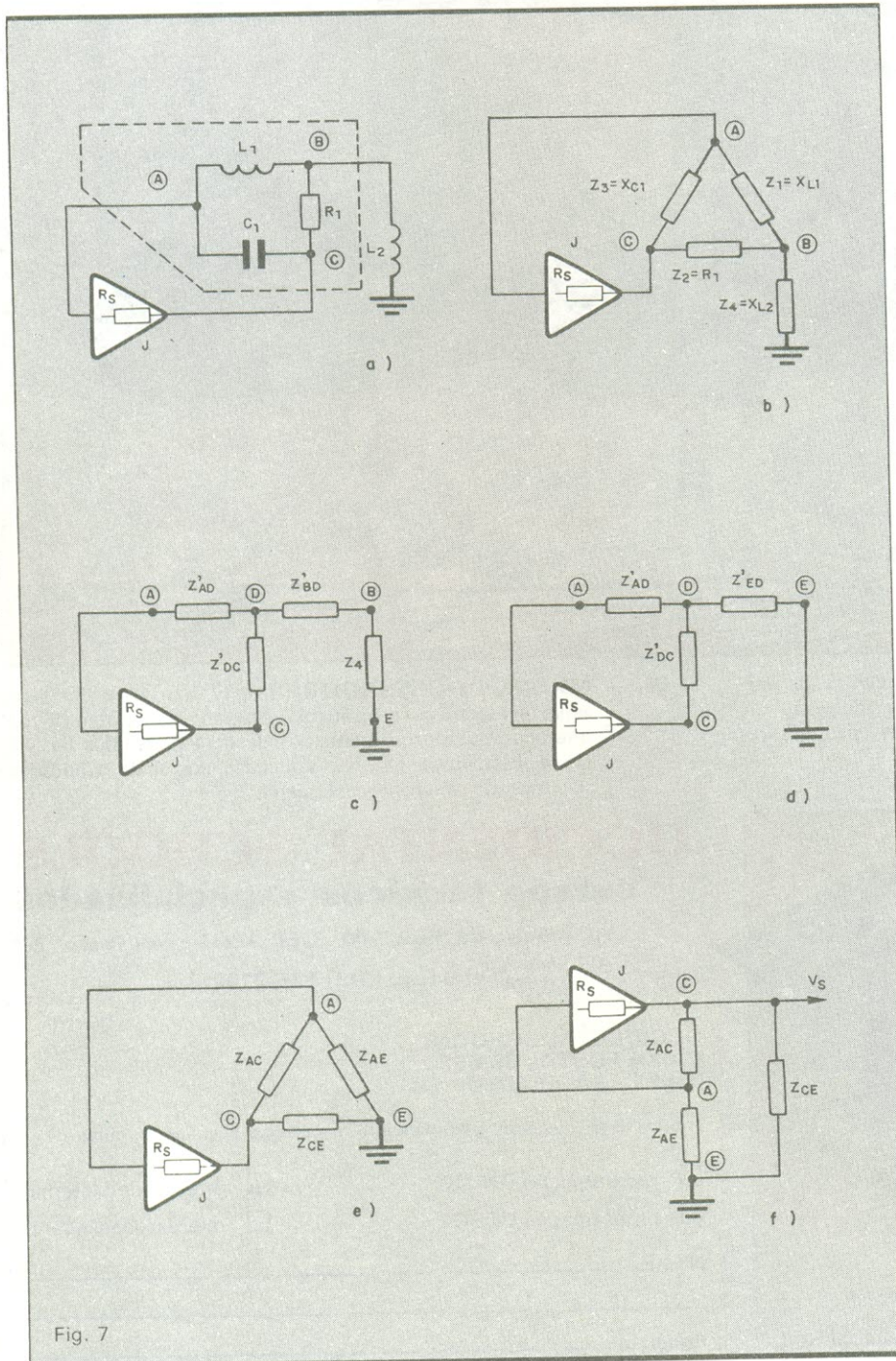


Fig. 7

Simplificação do oscilador com a malha disposta em forma triangular (a e b) e seqüência de conversão das impedâncias com uso da equivalência triângulo-estrela (c, d, e, f).



da é utilizada (fig. 8a). Nesta, a identificação com a topologia genérica é imediata, possibilitando o cálculo das relações entre os componentes de forma mais evidente que no caso anterior (observe que em 8b associamos ao circuito as impedâncias  $Z_1$ ,  $Z_2$  e  $Z_3$ , enquanto

que em 8c o circuito do amplificador é mostrado sob uma forma simplificada).

A seguir, apresentamos um roteiro com as fórmulas para a determinação dos componentes  $L_1$ ,  $R_2$ ,  $C_2$  e  $C_3$ , com o estabelecimento de garantias para a

ocorrência de oscilação. A fórmula geral que associa o ganho em malha aberta ( $G \cdot \beta$ ) com as impedâncias  $Z_1$ ,  $Z_2$  e  $Z_3$  é:

$$G \cdot \beta = \frac{J \cdot Z_1 \cdot Z_2}{(Z_1 + Z_3) \cdot Z_2 + R_{saída} \cdot (Z_1 + Z_2 + Z_3)}$$

A correspondência entre  $Z_1$ ,  $X_1$  e  $L_1$ ;  $Z_2$ ,  $X_2$ ,  $R_2$  e  $C_2$ ;  $Z_3$ ,  $X_3$  e  $C_3$ , onde  $\omega$  equivale a  $2\pi \cdot f_{operação}$  (portanto, as impedâncias a serem tratadas consistem em elementos puramente reativos-indutivos ou capacitivos, à exceção de  $Z_2$ ), é dada pelas expressões:

$$Z_1 = jX_1 = j\omega L_1$$

$$Z_2 = R_2 / jX_2 = R_2 // \frac{-j}{\omega C_2}$$

$$Z_3 = jX_3 = \frac{-j}{\omega C_3}$$

Substituindo  $jX_1$ ,  $R_2 / jX_2$  e  $jX_3$  na fórmula geral:

$$G \cdot \beta = \frac{J \cdot (jX_1) \cdot (R_2 / jX_2)}{Y}$$

$$Y = -j(X_1 + X_3) \cdot (R_2 / jX_2) + R_{saída} \cdot (jX_1 + R_2 / jX_2 + jX_3)$$

A oscilação ocorrerá quando duas condições forem obedecidas: desvio de fase nulo e ganho (módulo) em malha aberta ligeiramente superior à unidade. Ao substituirmos os valores referentes a  $L_1$ ,  $R_2$ ,  $C_2$  e  $C_3$  na expressão anterior, torna-se possível a obtenção da seguinte equação:

$$G \cdot \beta = \frac{m + jn}{p + jq}$$

Como é sabido, devemos garantir que:

$$\text{e} \quad \arctg \frac{n}{m} = \arctg \frac{q}{p}$$

$$(m^2 + n^2) > (p^2 + q^2)$$

como exigem as imposições, também conhecidas como "Critérios de Barkhausen".

Por ora, encerramos as considerações mais relevantes associadas aos osciladores utilizados na deflexão horizontal em televisores. Em nossos próximos artigos, outros blocos coligados aos mesmos serão tratados.

## ERRATA

Em nossa matéria anterior, onde se lê:

$$v_2(t_{A+}) = -18,20 \text{ V}$$

$$v_2(t_{A+}) = +18,20 \text{ V}$$

e

$$v_2(t_{B-}) = +18,20 \text{ V}$$

entenda-se:

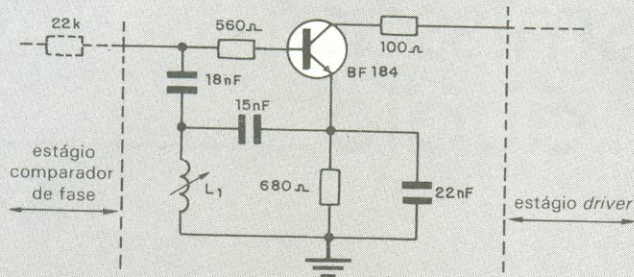
$$v_2(t_{A+}) = -18,57 \text{ V}$$

$$v_2(t_{A+}) = +18,57 \text{ V}$$

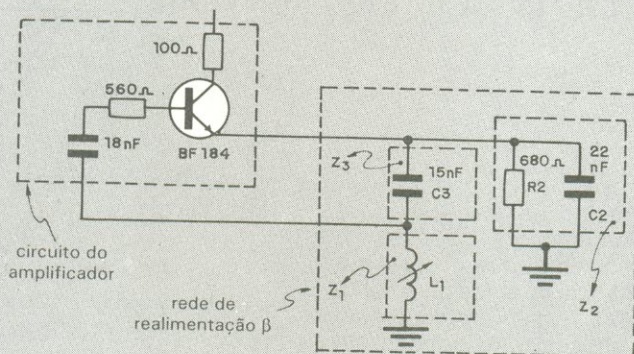
e

$$v_2(t_{B-}) = +18,57 \text{ V}$$

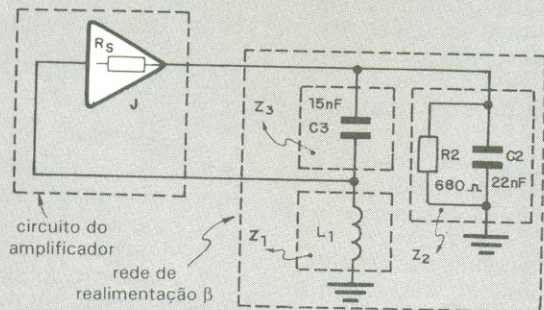
NE



a)



b)



c)

Fig. 8

Oscilador horizontal de TVs Philips (a), sua decomposição em amplificador e malha de realimentação (b) e a mesma rede com simplificação do amplificador (c).



# Linhas de transmissão em áudio

Depois das instalações em linhas tradicionais, o autor fornece dados e exemplos para sistemas de sonorização empregando as linhas de 70 volts

**V**imos na primeira parte que a impedância das linhas tradicionais é constante, ou seja, seu valor independe da carga aplicada. Podemos ter 300 watts de carga tanto em linhas de 600  $\Omega$  como nas de 8  $\Omega$ . Nas linhas de 70 volts, o caso é diferente, porque nela a impedância é variável, sendo função da carga aplicada. Quanto maior a carga, mais baixa a impedância e vice-versa (fig. 1).

Assim, se  $P$  é a potência máxima administrada a uma carga (que se supõe não reativa) e  $V_s$ , o valor eficaz da tensão máxima de saída, a impedância da linha será dada pela expressão:

$$Z_L = V_s^2 / P$$

Esse tipo de linha também requer o emprego de transformadores de casamento; só que seus primários não são especificados pelas impedâncias, mas pelas potências, em watts. Esses transformadores casam a potência dos alto-falantes com o nível de energia presente na linha.

A tensão nominal de entrada de cada transformador (conectados em paralelo na linha) é fixa e equivale à máxima tensão de saída do amplificador — em geral, 70 volts, mas há também sistemas que utilizam tensões de 141, 100, 50, 35, 25 e 10 volts. Esses valores não são arbitrários, mas sim ade-

quados para facilitar o trabalho de adaptação da linha.

Quando não se leva em consideração a impedância de saída do amplificador, e sim a tensão entregue pelo secundário de seu transformador de saída, há uma maior flexibilidade na conexão de múltiplos alto-falantes. Assim, esse sistema é preferível em instalações de configuração variável, sendo muito adequado para conectar qualquer número de alto-falantes, sem que seja preciso modificar o sistema. Deve-se, porém, respeitar duas condições:

- 1) a tensão nominal deve ser igual à do amplificador;
- 2) a soma das potências nominais dos alto-falantes não deve superar a do amplificador, para evitar sobrecargas.

**Casos** — Normalmente, nas instalações de som ambiente é necessário regular individualmente o nível sonoro de cada alto-falante. Para o controle de volume, podemos utilizar, por exemplo, um potenciômetro de fio de 50 ohms, a fim de “dosar” a corrente na bobina móvel do alto-falante (fig. 2). Vejamos agora alguns exemplos práticos de projeto para linhas de 70 volts.

- 1) Determinar a impedância de uma linha de 70 volts, quando ela estiver alimentando quinze alto-falantes de 15

watts cada.

$$Z_L = \frac{V_s^2}{P}$$

$$\text{onde } V_s = 70 \text{ V} \\ P = 15 \cdot 15 = 225 \text{ W}$$

$$Z_L = \frac{(70)^2}{225} = \frac{4900}{225}$$

$$Z_L = 22 \Omega$$

- 2) Determinar a impedância da mesma linha, quando ela estiver alimentando apenas um alto-falante.

$$Z_L = \frac{(70)^2}{15} = \frac{4900}{15}$$

$$Z_L = 327 \Omega$$

Com esses dois exemplos ficou fácil verificar que, quanto maior a carga, menor a impedância e vice-versa.

- 3) Uma linha de 70 volts utiliza, na sonorização de um ambiente, cinco alto-falantes, com 4, 10, 10, 30 e 70 watts, de acordo com o circuito da figura 3. Calcular a impedância e a potência da linha.

a) cálculo da potência:

$$P = 4 \text{ W} + 10 \text{ W} + 10 \text{ W} + 30 \text{ W} + 70 \text{ W} \\ P = 124 \text{ W}$$

b) cálculo da impedância da linha:

$$Z_L = \frac{V_s^2}{P} \quad \text{onde } V_s = 70 \text{ V} \\ P = 124 \text{ W}$$



$$Z_L = \frac{(70)^2}{124} = \frac{4\ 900}{124}$$

$$Z_L = 39,5\ \Omega$$

4) Montar o circuito de uma linha de 100 volts, utilizando para isso três alto-falantes, com 20, 10 e 10 watts. A resposta é a própria figura 4.

5) Dimensionar uma instalação para vinte alto-falantes de 10 watts/8 ohms, utilizando um amplificador de 200 watts/4 ohms.

a) cálculo da impedância da linha:

$$Z_L = \frac{V_s^2}{P} \quad \text{onde } V_s = 100\text{ V} \\ P = 20 \cdot 10 = 200\text{ W}$$

$$Z_L = \frac{(100)^2}{200} = \frac{10\ 000}{200}$$

$$Z_L = 50\ \Omega$$

b) cálculo do transformador de saída:

O transformador deve permitir a passagem de 4 para 50  $\Omega$ . Para tanto, deverá ter uma relação de transformação de:

$$N = \sqrt{\frac{Z_L}{Z_A}}$$

onde:

$Z_L$  = impedância da linha

$Z_A$  = impedância do amplificador

$$N = \sqrt{\frac{50}{4}} \quad N = 3,54$$

Para conectar à linha de transmissão

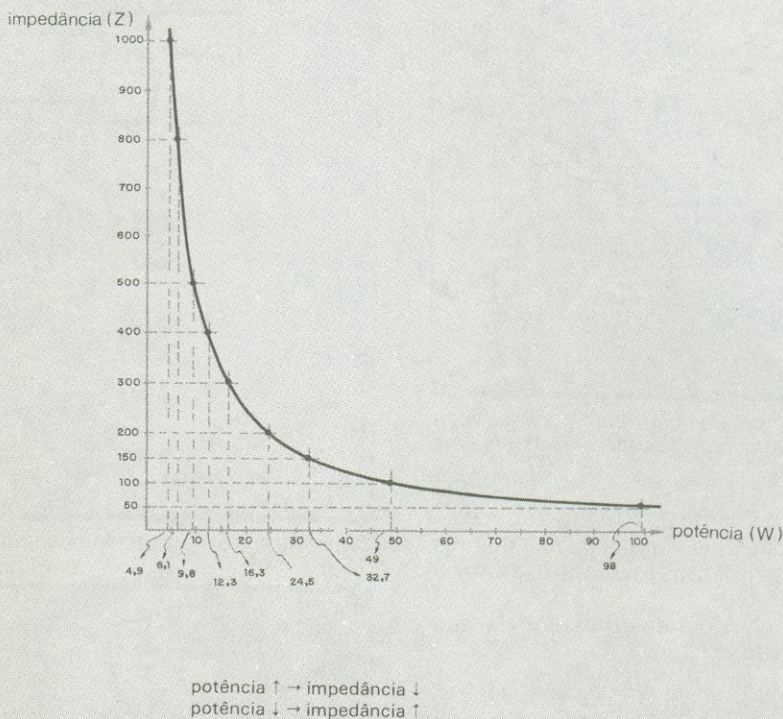


Fig. 1

Relação potência/impedância em uma linha de 70 volts.



## SUGADOR DE SOLDA Patenteado SS-15



- BEM MAIS LEVE só 45 gramas
- MAIOR SEGURANÇA
- MAIOR VOLUME DE SUÇÃO ARMÁVEL COM UMA MÃO SÓ

Imprescindível na remoção de qualquer componente da placa de circuito impresso. Deixa furos e terminais limpos para novas montagens.

## FURADOR DE PLACAS

Fura com maior simplicidade e perfeição, placas de circuito impresso.



Manual  
Mais fácil  
do que grampear papel

## SUPORTE P/ PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO



REGULÁVEL

A 3ª MÃO  
Mantém a placa firme, facilitando montagens, soldagens, consertos, testes, experiências, etc.

## CETEKIT - LABORATÓRIO P/ CIRCUITO IMPRESSO

Composto de: cortador de placa - perfurador de placa - caneta com tinta - placa virgem - percloroeto de ferro - vasilhame p/ corrosão - instruções p/ uso.

GRÁTIS curso - Como Fazer uma Placa de Circuito Impresso.  
Aos sábados - Centro de S. Paulo  
Informações Tel.: 221-1728

**CETEISA** - Centro Técnico Indl. Sto Amaro Ltda  
Rua Barão de Duprat, 312 - Sto Amaro - S. Paulo  
Tels.: 548-4262 e 522-1384 - Cep. 04743

# CELIS

SUA CONEXÃO COM A MELHOR TÉCNICA

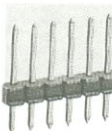
O melhor método de conexão indireta entre circuitos impressos. Alta versatilidade e conexões perfeitas. Sistema completamente integrado, possibilitando interligação entre placas de C.I. e elementos de controle e comando.

Individualiza as conexões, evitando erros por inversão na inserção do conector ou troca de conectores entre si.

Sistema versátil para  
perfeitas conexões em espaços reduzidos

# MINIMODUL

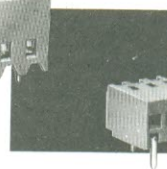
Elementos de  
conexão para placas  
de Circuito  
Impresso



Tecnologia



lumberg



CELIS ELETROCOMPONENTES LTDA.

**VENDAS:** ITAPEERICA DA SERRA a SP. Av. Eduardo R. Daher, 723 a Centro a Tel. (011) 495-2944  
RIO DE JANEIRO a RJ. Rua Uruguay, 393 a Sobreloja 102 a Tijuca a Tel. (021) 268-2586  
**CORRESP.:** ITAPEERICA DA SERRA a SP. Caixa Postal 02 a CEP 06850 a Telex (011) 33226 SCHR BR



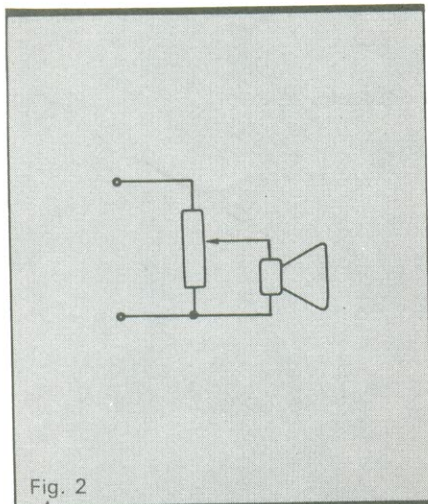


Fig. 2

Método para se controlar individualmente o volume dos alto-falantes de uma instalação.

um alto-falante de 10 watts/8 ohms será necessário, como já analisamos, usar um transformador de acoplamento.

c) cálculo do transformador de acoplamento:

$$Z_P = \frac{V_s^2}{P} \quad \text{onde} \quad \begin{matrix} V_s = 100 \text{ V} \\ P = 10 \text{ W} \end{matrix}$$

$$Z_P = \frac{(100)^2}{10} = \frac{10\,000}{10}$$

$$Z_P = 1\,000 \, \Omega$$

$$N = \sqrt{\frac{Z_P}{Z_s}} = \sqrt{\frac{1\,000}{8}} = 11,18$$

$$N = 11,18$$

O primário do transformador, ligado à linha, terá onze vezes mais espiras que o secundário, ligado ao alto-falante.

d) cálculo do número de alto-falantes na linha:

Segundo o que foi dito, não poderemos conectar à linha mais que vinte alto-falantes de 10 watts, porque ultrapassaríamos a potência do amplificador, o que seria perigoso para ele. De fato, como já vimos, aumentando-se o número de alto-falantes, a impedância é reduzida. Deve-se notar que cada alto-falante de 10 watts tem uma impedância de linha de 1 000 ohms, e que vinte alto-falantes em paralelo têm uma impedância equivalente a 50 ohms, que é a do transformador que alimenta a linha. O esquema final da instalação aparece na figura 5.

**Método gráfico** — Pelo processo gráfico podemos determinar diretamente a potência em watts, conhecendo a tensão da linha e a impedância. Por exemplo, se ao transformador de saída do amplificador conectarmos o transformador de um alto-falante cuja

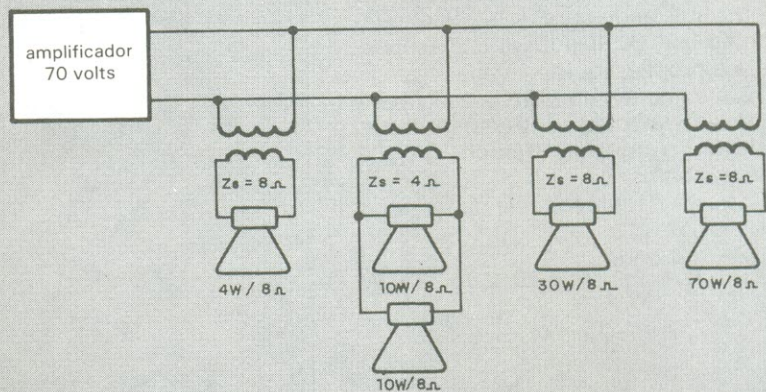


Fig. 3

Esquema para a solução do exemplo n.º 3.

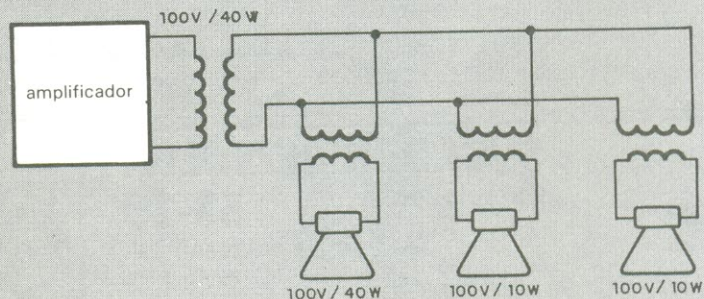


Fig. 4

Solução para a instalação proposta no 4.º exemplo.

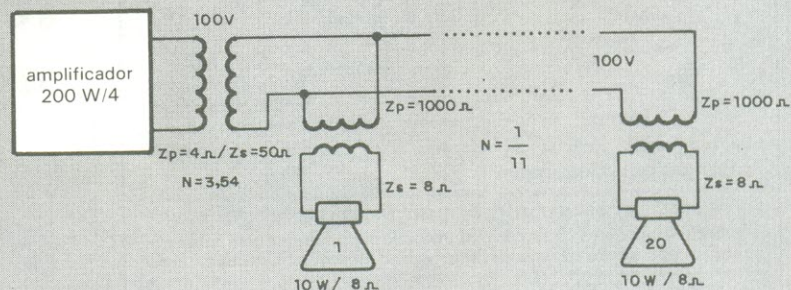
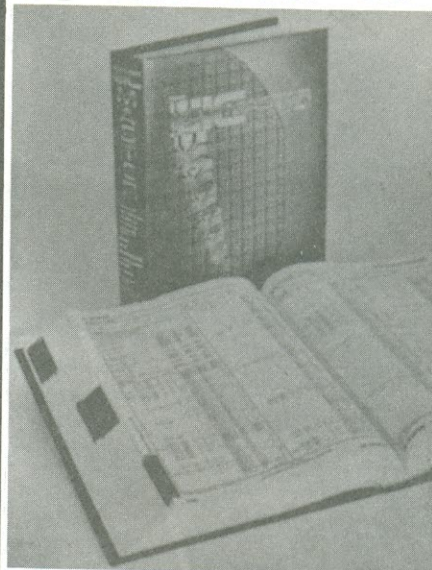


Fig. 5

Instalação já projetada para o exemplo n.º 5.



## IC MASTER 86



Obra em 2 volumes, 5318 páginas,  
formato: 21 x 28 cm.

O único guia completo para a escolha de circuitos integrados, abrangendo mais de 80 fabricantes do mundo todo.

Vários índices permitem a rápida localização de qualquer CI, mesmo que não sejam conhecidos os pre- ou sufixos dos componentes. Através da compilação por função podem ser localizados rapidamente os componentes equivalentes.

Cz\$ 3.900,00

### TRANSCODIFICADOR DE CROMA NTS/PAL-M

por Eng<sup>o</sup> David M. Risnik

Este livro descreve em detalhes o funcionamento do transcodificador RT-1, e inclui o esquema elétrico completo do aparelho, com todos os dados para montagem. Formato: 21,5 x 15 — 89 pgs.

Preço de Venda: Cz\$ 120,00

### Livros e revistas técnicas sobre:

- ★ ELETRÔNICA
- ★ INFORMÁTICA
- ★ ELETROTÉCNICA
- ★ MANUAIS
- ★ DATA BOOKS

Atendemos pelo Reembolso Postal e VARIG, com despesas por conta do cliente, para pedidos acima de Cz\$ 20,00 (VARIG: . Cz\$ 50,00). Pedidos menores devem vir acompanhados por cheque nominal ou Vale Postal, acrescidos de Cz\$ 2,00 para as despesas de despacho pelo Correio.

SOLICITE  
CATÁLOGO

**LITEC**

LIVRARIA EDITORA TÉCNICA LTDA  
Rua dos Timbiras, 257 01208 São Paulo - SP  
Telefone: (011) 222-0477 Caixa Postal 30.869

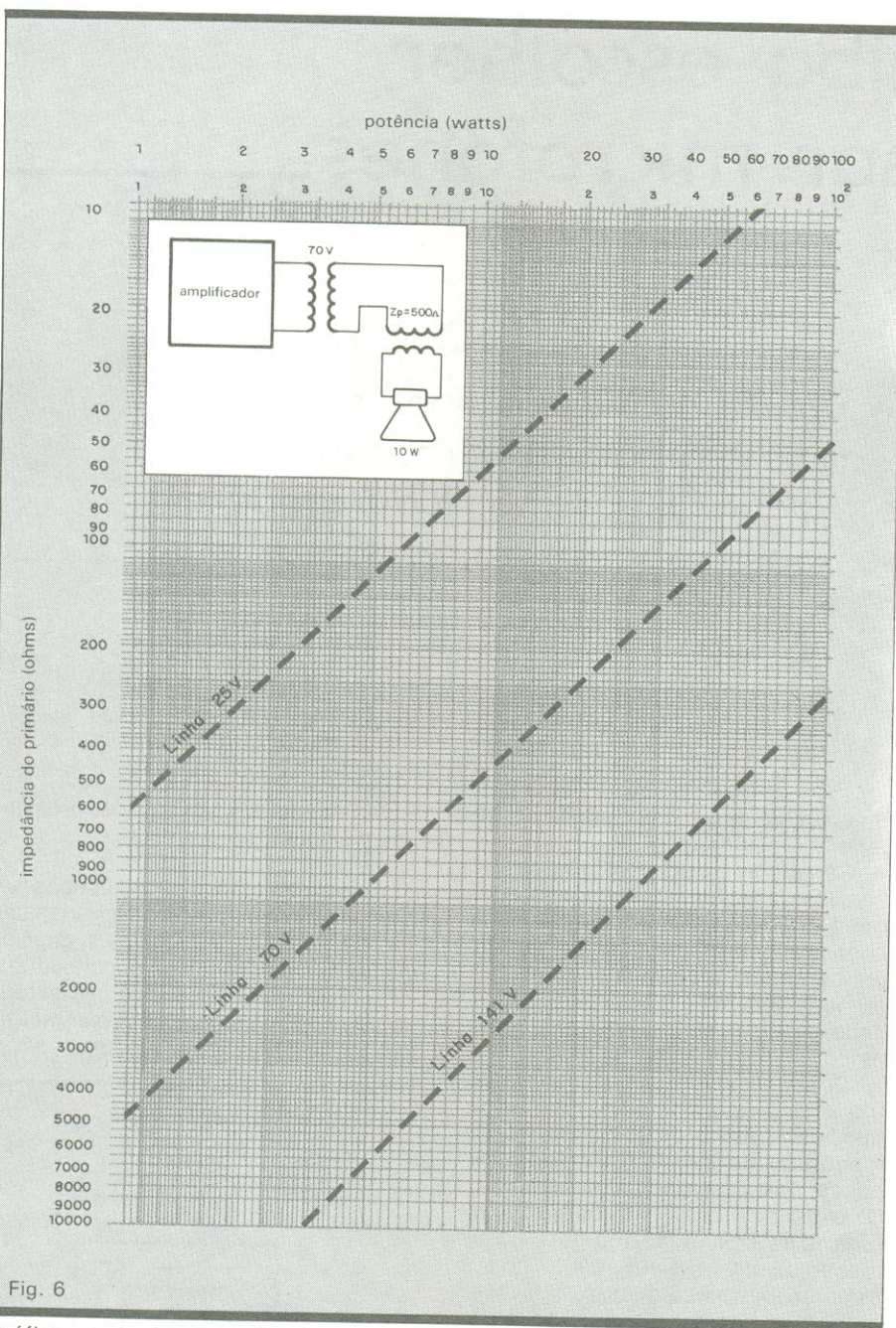


Fig. 6

Gráfico e exemplo para o cálculo simplificado de linhas de 70 volts.

impedância é 500  $\Omega$ , e a tensão da linha for de 70 volts, a potência proporcionada por esse alto-falante será de 10 watts. Veja o gráfico e o exemplo na figura 6.

### Bibliografia

— *Impianti Elettroacustici* — Alberto Bandini Buti.

- *Comment Construire Baffles et Enceintes Acoustiques* — R. Brault.
- *Todo sobre Altavoces* — Fernando Estrada Vidal.
- *The MYE Technical Manual*.
- *Dix Enceintes Acoustiques HI-FI* — Pierre Chauvigny.
- *Practical PA Guidebook* — Norman Crowhurst.
- *48 Lecciones de Radio* — José Susmanky.

NE



# Saiba escolher e usar microfones

*Uma análise rápida dos vários tipos e suas características, dicas práticas de utilização, mais uma pitada de história: em suma, tudo o que é preciso saber sobre microfones*

O microfone, apesar da sua aparência simples, apresenta várias características eletroacústicas importantes, responsáveis não somente pelo seu desempenho, como também pela sua correta aplicação, quer seja para fins profissionais, em estúdios de gravação, teatros, ou mesmo amadorísticos.

**Entendendo o microfone** — Os microfones são, na realidade, transdutores de som, ou seja, dispositivos que convertem as vibrações sonoras em variações da corrente elétrica, utilizando para tanto dois elementos básicos: o **diafragma**, ou elemento mecânico que vibra na presença das ondas sonoras; e o **transdutor** propriamente dito, que converte essas vibrações em sinais elétricos (fig. 1). Dependendo do seu princípio de funcionamento, os microfones podem ser classificados em:

— **Carvão**: consiste de uma cápsula cheia com grânulos de carvão, os quais, ao serem comprimidos pela pressão mecânica do diafragma, sofrem variações na sua condutividade elétrica, gerando então ondas sonoras.  
— **Cristal**: baseia-se no princípio da piezeletricidade; uma lâmina de cristal, como titanato de bário, quartzo etc., quando submetida à ação de forças

mecânicas, tem a propriedade de gerar sinais elétricos.

— **Capacitor**: é um microfone de alta sensibilidade, funcionando com a variação de capacitância. Uma placa do capacitor é formada pelo diafragma, enquanto que a outra fica isolada da primeira por um rígido eletrodo, que recebe impulsos elétricos de uma fonte de corrente contínua.

— **Dinâmico**: também denominado transdutor eletrodinâmico, pode ser do tipo **bobina móvel** ou de **lâmina**. No primeiro tipo, de grande flexibilidade de aplicação e desempenho eletroacústico, o diafragma está fixo sobre uma bobina de livre excursão, montada na armadura de um ímã permanente; ao sofrer pressões mecânicas, o diafragma faz com que haja deslocamento da bobina dentro do intenso campo magnético, gerando pequenas tensões — que devem ser elevadas por meio de um transformador. No microfone de lâmina, o conjunto diafragma/bobina é substituído por uma fina lâmina de alumínio corrugado, onde as tensões de saída são geradas nos dois extremos.

— **Eletreto**: nome derivado de “eletrostático/magneto”; funciona no mesmo princípio do microfone de capacitor, porém com menor tensão de alimentação.

Alguns desses tipos podem ser vistos na figura 2.

**Características eletroacústicas** — Os microfones apresentam várias características eletroacústicas. A **direcionalidade** determina sua sensibilidade em captar os sons provenientes da fonte sonora. Em função desse parâmetro, o microfone pode ser (fig. 3):

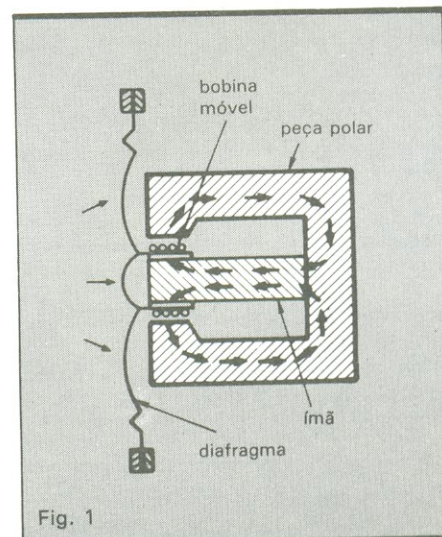
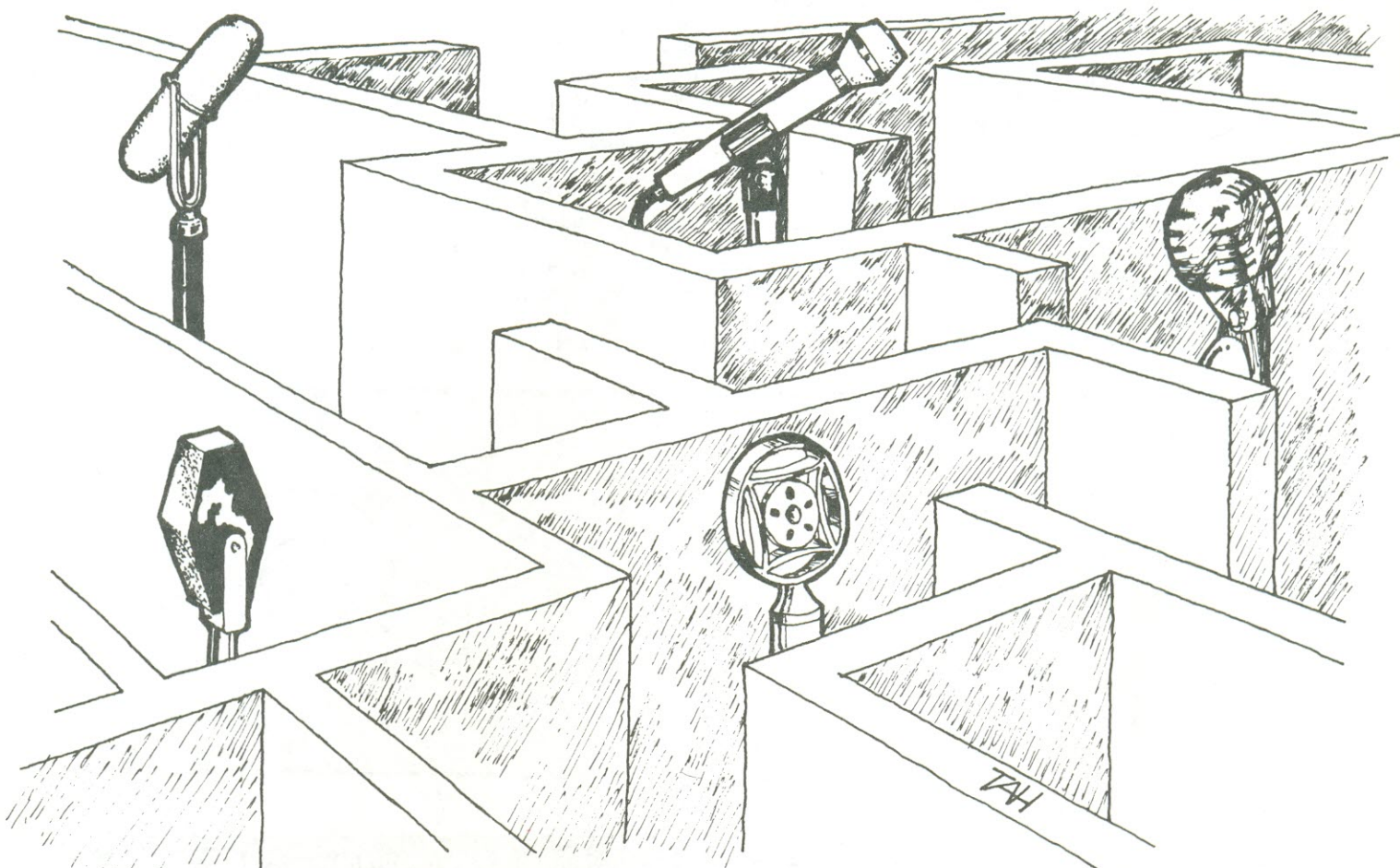


Fig. 1

Diagrama básico em corte de um microfone.





— *Unidirecional*, ou microfone cardióide, cujo padrão de captação estende-se apenas aos sons frontais, tornando-se insensível àqueles irradiados pela parte posterior.

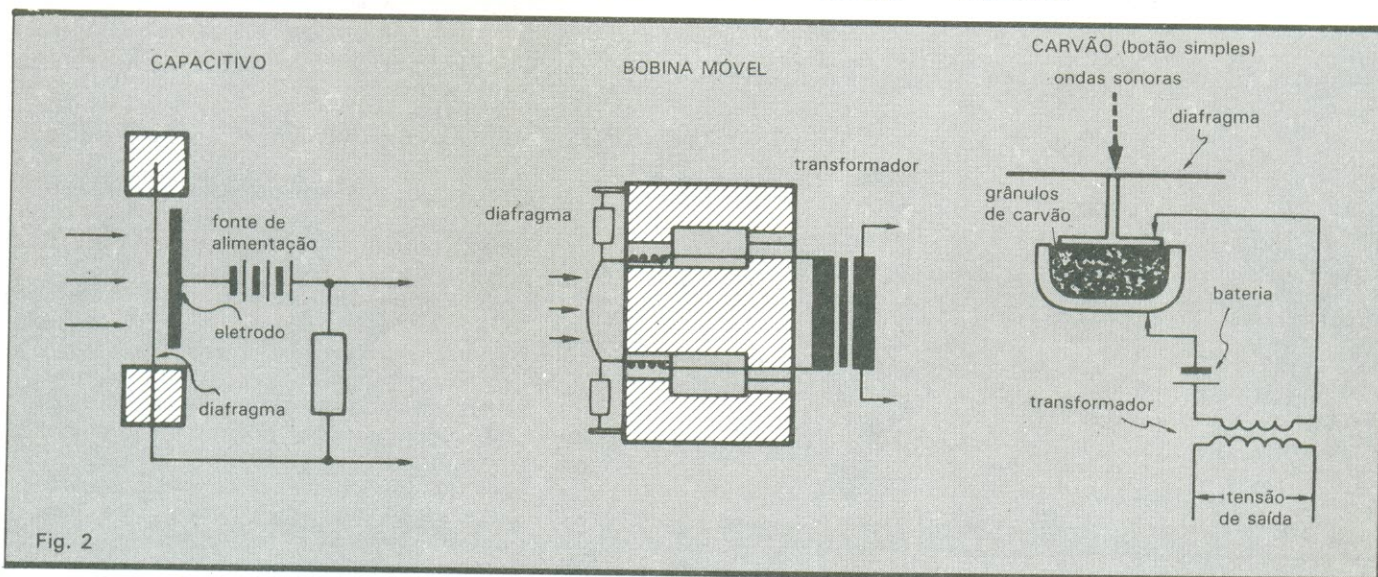
— *Bidirecional*, que capta os sons vindos de sentidos opostos (em geral, pela frente e por trás, desprezando os sons laterais).

— *Omnidirecional*, que apresenta pa-

drão de captação circular, permitindo a gravação de todos os sons circundantes.

A **adaptação de impedância** é outra característica elétrica importante do microfone, pois permite o seu perfeito acoplamento com os diversos tipos de gravadores e unidades processadoras de sinais, como misturadores, equalizadores etc. Os microfones dinâmicos,

geralmente preferidos para gravações de amadores, podem ser: de **baixa impedância**, entre 50 e 500  $\Omega$ , para conexão a qualquer gravador ou amplificador com tomada de baixa ou alta impedância; de **média impedância**, de 500 a 5 000  $\Omega$ ; e de **alta impedância**, variando entre 5 e 50  $k\Omega$ , de uso profissional e pouca aplicação para gravações domésticas.



Elementos de três microfones diferentes.



### A escolha do microfone adequado

— Como já visto, os microfones possuem diversas características e concepções, tanto de ordem mecânica como eletroacústica, as quais devem ser consideradas para uma escolha criteriosa, pois delas dependerá o desempenho em reproduções ou gravações de qualidade. Assim, um microfone usado para gravações ao ar livre pode ser incompatível em outra situação. Como a acústica do ambiente e as próprias peculiaridades das fontes sonoras também exercem papel preponderante, para efeitos práticos a seleção pode ser

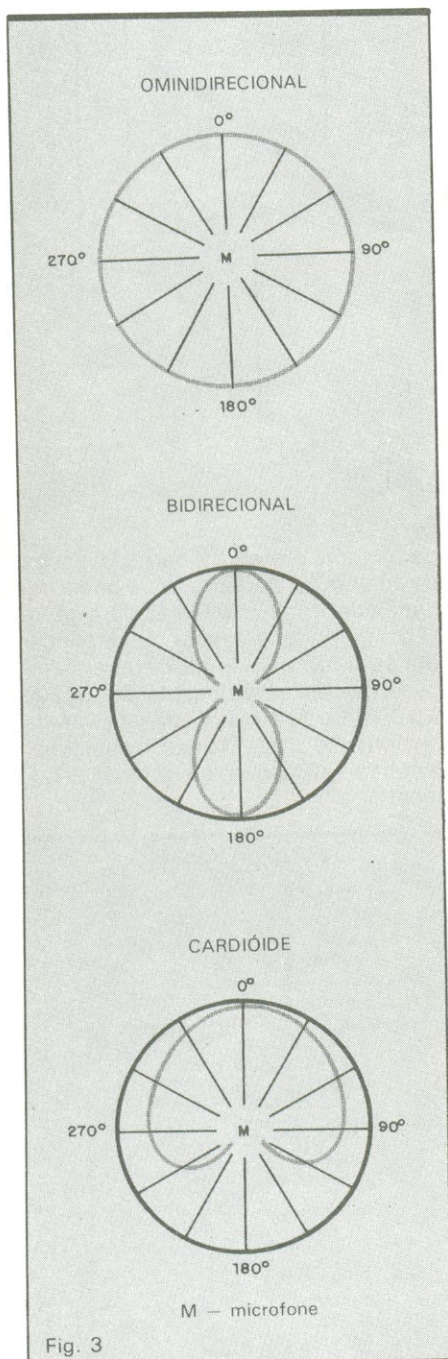
feita para atender duas condições básicas de aplicação: para **grupos vocais** e **grupos instrumentais**.

**Microfones para grupos vocais** — Na reprodução ou gravação de grupos vocais, a fonte sonora está muito próxima do microfone, que geralmente tende a captar dissonâncias de ordem mecânica devido ao seu constante manuseio, ou mesmo ruídos provenientes da respiração do locutor. Os microfones para esta finalidade devem, portanto, apresentar resposta de frequência condizente para o espectro de áudio da voz humana e, ao mesmo tempo, ser in-

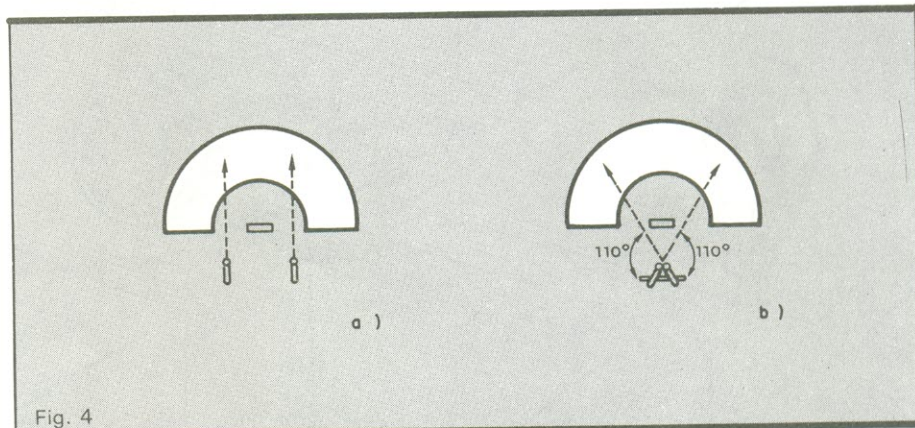
sensível aos ruídos estranhos do ambiente (Tabela 1).

**Microfones para grupos instrumentais** — Os instrumentos musicais, nas suas mais variadas formas — cordas, palhetas, metais e mesmo de percussão —, apresentam particularidades intrínsecas, como resposta de frequência, harmônicos, sobretons, níveis de transientes. O microfone deve ter a sensibilidade suficiente para captá-las de forma fidedigna (Tabela 2).

**Técnica de gravação estéreo** — A gravação dos sons estereofônicos po-



Padrões de direcionalidade através de gráficos bidimensionais.


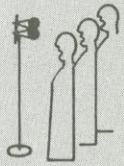


As duas principais técnicas de gravação em estéreo.

Breve histórico do microfone	
Data e local ou responsável	Evento
1827 — Wheatstone	Emprega pela primeira vez o termo "microfone" para descrever um dispositivo acústico.
1877 — Berliner	Descreve este dispositivo com um transmissor de contato solto.
1913 — Cia. W. Electric (EUA)	Apresenta patente de fabricação para um dos primeiros microfones.
1916 — EUA	Aparecimento dos primeiros microfones de condensador (ou capacitor).
1917 — EUA	Aparecimento dos primeiros microfones de cristal.
1920 — W. E. Electric (EUA)	Introduz o primeiro microfone de carvão de botão duplo.
1923 — Philip Thomaz	Inventa o microfone de descarga por centelhamento.
1924 — Cia. RCA (EUA)	Lança no mercado seu primeiro microfone de condensador.
1931 — W. Electric (EUA)	Lança no mercado seu primeiro microfone de bobina móvel.
1939 — Cia. Bruno Laboratories (EUA)	Trabalhando com microfones eletrostáticos de alta velocidade, desenvolve um microfone patenteado sob o nome de <i>Velotron</i> , que foi o precursor dos modernos microfones tipo eletreto.
1980	Microfones com características eletroacústicas aprimoradíssimas, das quais se destaca a sensibilidade, permitindo as mais diversas aplicações de reprodução ou gravação.



**Microfones para reprodução e gravação de grupos vocais**  
Tabela 1

Posicionamento em relação à fonte sonora	Tipos e características eletroacústicas	Complemento
distância até 0,2 m 	<i>tipo:</i> dinâmico <i>direcionalidade:</i> unidirecional, cardióide <i>impedância:</i> baixa, 600 $\Omega$ <i>resposta de frequência:</i> 50 a 15 000 Hz	atenuadores telas e placas defletoras de som
distância maior que 0,2 m 	<i>tipo:</i> dinâmico <i>direcionalidade:</i> unidirecional, cardióide <i>impedância:</i> alta <i>resposta de frequência:</i> 50 a 15 000 Hz	controle de volume

## CADINHOS E ESTANHADORES

Proporciona de 2 000 a 3 000 estanhagens/dia.  
Oferecido em dois modelos: E-109 e E-109 S.



Destinado a soldagem de placas de circuitos impressos, cabos, terminais.

Oferecido em três modelos: E-201, E-210 e E-211.



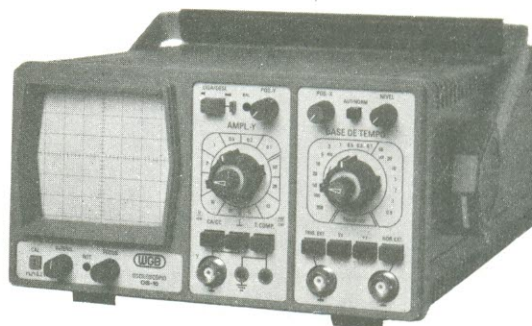
### PRODUTOS ELÉTRICOS PALLEY LTDA.

Rua João Serrano, 459 (Bairro do Limão) Fone: 265-5244 — C.P. 30.085 — São Paulo, SP

Representante p/ o RS: Palley Representações Comerciais Ltda., Av. Polônia, 530, s. 203, Porto Alegre

## OS-10

Osciloscópio para faixa de frequências de C.C. a 10MHz



O OS-10 é um osciloscópio de traço único, com tela de 6 x 7 cm, projetado especialmente para o serviço de campo e amadores. Sua sensibilidade se eleva a 2 mV/cm pelo uso de controle variável. Sinais muito pequenos, a partir de 3 mm de altura na tela, sincronizam a imagem facilmente até 30 MHz. Um filtro de TV permite a apresentação de sinais de vídeo na sua frequência de quadro. Um circuito para teste de componentes foi incorporado ao OS-10, com o objetivo de possibilitar a verificação de semicondutores e de outros componentes. A boa luminosidade e foco do tubo, com gratificado interno, permitem a análise da imagem sem paralaxe - fato importante para serviços de manutenção e monitoração. A construção compacta e robusta, o baixo peso e o desempenho seguro fazem do OS-10 um item indispensável para oficina e campo.




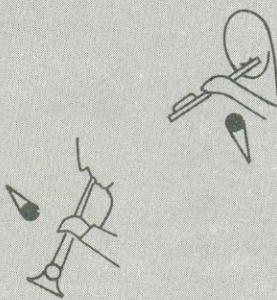
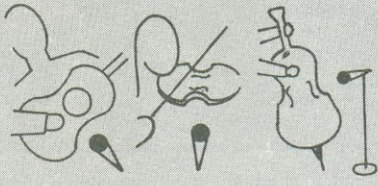
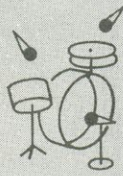
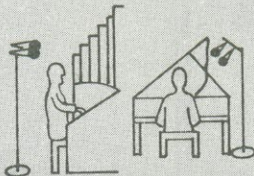
ELETRÔNICA DE PRECISÃO LTDA.

Caixa Postal 21277 - Cep 04698 - São Paulo, SP



## Microfones para reprodução e gravação de grupos instrumentais

Tabela 2

Instrumentos	Considerações	Posicionamento em relação à fonte sonora	Tipos e características eletroacústicas	Complemento
<b>Metais</b> (trompetes, trombones etc.)	Podem causar sobrecargas devido ao elevado nível de volume e pressão sonora.		<i>tipo:</i> dinâmico <i>direcionalidade:</i> unidirecional <i>impedância:</i> baixa, alta <i>resposta de frequência:</i> 40 a 15 000 Hz	controle de volume
<b>Palhetas</b> (clarineta, saxofone etc.)	De uma forma geral, não apresentam muitas dificuldades para reprodução ou gravação. Entretanto, certos instrumentos, como a flauta, com baixo nível sonoro, requerem um maior nível de amplificação, bem como cuidado no posicionamento do microfone, para evitar dissonâncias oriundas da respiração do intérprete.		<i>tipo:</i> eletreto, dinâmico <i>direcionalidade:</i> unidirecional <i>impedância:</i> baixa, alta <i>resposta de frequência:</i> 80 a 10 000 Hz	transformadores de impedância
<b>Cordas</b> (violino, contrabaixo, guitarra, banjo)	São instrumentos acústicos, cujos sons delicados exigem gravação em elevado nível de volume, o que pode causar realimentação.		<i>tipo:</i> eletreto, dinâmico <i>direcionalidade:</i> unidirecional, omnidirecional <i>impedância:</i> baixa, alta <i>resposta de frequência:</i> 50 a 15 000 Hz	
<b>Percussão</b> (tambores, tímpanos)	Apresentam sons reverberantes, sem definição.		<i>tipo:</i> eletreto, dinâmico <i>direcionalidade:</i> uni, omnidirecional <i>impedância:</i> baixa, alta <i>resposta de frequência:</i> 40 a 15 000 Hz	tela e placa defletoras
<b>Piano, órgão</b>	Exige apuro na técnica do uso de microfones devido à presença de harmônicos, sobretons e elevado nível de transientes.		<i>tipo:</i> eletreto, dinâmico <i>direcionalidade:</i> unidirecional <i>impedância:</i> baixa, alta <i>resposta de frequência:</i> 50 a 15 000 Hz	

de ser feita pelo audiófilo com o auxílio de dois microfones de mesmas características eletroacústicas, empregando dois métodos de posicionamento. No **método em paralelo**, também chamado de **método AB**, os microfones são posicionados paralelamente, porém espaçados de modo perfeitamente equidistante da fonte sonora (fig. 4a). Durante a gravação, essa técnica permitirá obter diferenças no tempo e na intensidade da gravação entre os canais esquerdo e direito. No **método cruzado** ou **XY**, os mesmos microfones são montados com uma inclinação de cerca de 110° entre si (fig. 4b), aumen-

tando o efeito estereofônico na reprodução.

### Bibliografia

- *The Instruments of the Orchestra* — publicação Pickering, EUA.
- *Radio Enters Home* — catálogo RCA, EUA, 1921.
- *Elementos de Eletrônica* — publicação Philips.
- *Curso Completo de Eletrônica* — Editora Hemus — São Paulo.
- *Fifty Years of Electronic Components* — 1921-1971, IR. H. A. G. Ha-

zeu, N. V. Philips Gloeilampenfabrieken, Eindhoven, Holanda.

- *From Tin Foil to Stereo — Evolution of the Phonograph* — Oliver Read e Walter L. Welch — SAMS, EUA.
- *Audio Technica Microphone Selector* — Audio Technica, EUA.
- *The Music-Maker's Manual of Microphone Mastery* — Shure Brothers Inc., EUA.
- *AKG Microphone Application Guide*, AKG Acoustic.
- *Tape Question-Tape Answers* — Heinz Ritter, Jòsef Keller—Verlag, Stamberg Publishers.
- *Breviário da Fita Magnética*.



# Nestor grava ou copia EPROMs — com simples modificações —

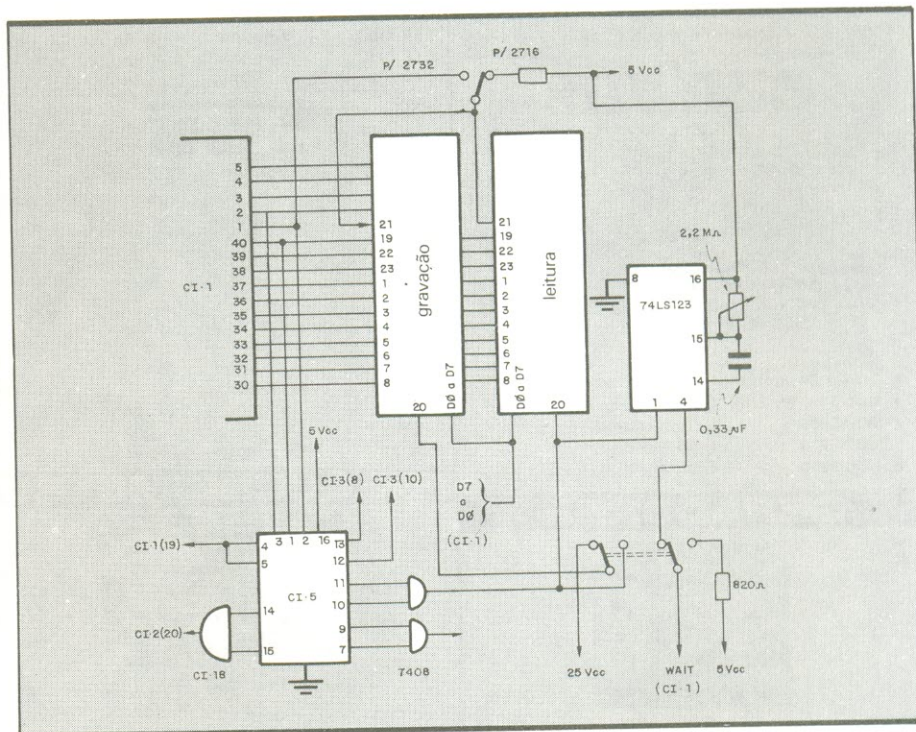
**P**ara aqueles que se interessam por computadores, esta é uma adaptação simples, porém bastante útil, do micro Nestor. Com apenas um integrado, você pode fazê-lo gravar memórias EPROM ou tão-somente copiá-las.

O esquema é bem simples e aparece na figura acompanhado pelos estágios do Nestor envolvidos na alteração. O integrado 74LS123 foi colocado de forma que, ao ser habilitado qualquer endereço entre 2000 e 2FFF, o sinal WAIT vá para o nível 0 durante 50 ms — ocasião em que são injetados os 25 V pelo pino  $\overline{OE}/\text{PROG}$  (na 2732) ou PROG (na 2716).

Para testar o funcionamento, basta ligar o micro e colocá-lo no endereço 0800, introduzindo o programa em anexo. Esse programa serve para copiar memórias tipo 2732. No caso de programação de EPROMs, pode-se fazer o programa de 1000 a 1FFF e, na hora da gravação, trocar HL de 3000 a 1000 — não esquecendo de dimensionar previamente o tamanho da memória.

Lembre-se de que você deve dispor, também, da fonte de 25 V. Muita atenção no ajuste do trimpot junto ao 74LS123, que determina a largura do pulso — e deve ser de 50 ms. Informo que tenho um Nestor modificado funcionando em meu laboratório e, portanto, a montagem é confiável.

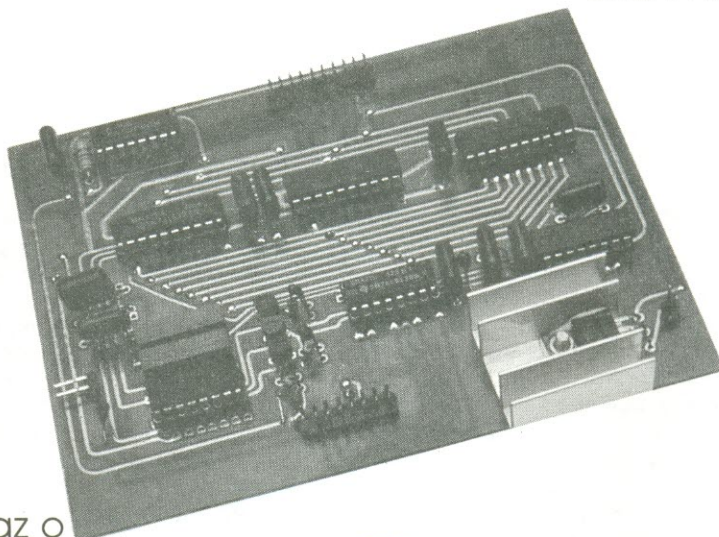
*Atenção: Toda idéia publicada nesta seção dá direito a uma assinatura, por um ano, da Nova Eletrônica. Se você já for assinante, a publicação vai lhe garantir a renovação por mais um ano. Envie seu circuito acompanhado por um texto de no máximo duas páginas. Todo mês selecionaremos uma entre as várias idéias recebidas.*



ENDEREÇO	COD.	LABEL	COMENTÁRIOS
0800	01	LD BC, xxyy	carrega BC com o tamanho da EPROM: 1000H p/ 2732 0800H p/ 2716
0801	00		
0802	10		
0803	21	LD HL, xxyy	carrega o início da leitura da EPROM
0804	00		
0805	30		
0806	11	LD DE, xxyy	carrega o início da gravação da EPROM
0807	00		
0808	20		
0809	ED	LDIR	carrega HL em DE incrementa 1 em HL e DE decrementa 1 de BC
080A	B0		
080B	C7	RESTART 00	volta para o endereço 0000H quando termina a gravação



# Uma interface A/D universal para micros



Em sua aplicação mais simples, faz o computador atuar como um preciso voltímetro. Na versão mais complexa, pode recolher sinais analógicos de baixa frequência



## Características

- entrada analógica
- entrada digital de 12 bits, combinada ou independente
- saída de 8 bits
- para qualquer tipo de micro
- emprega CIs tipo TTL-LS
- Para fins didáticos, experimentais ou laboratório

**P**rosseguindo com a nossa proposta de apresentar novas utilizações para o computador, estamos sugerindo este mês uma montagem versátil e relativamente simples, que poderá revelar-se bastante útil ao estudante ou profissional de eletrônica. Trata-se de uma interface A/D, porta de comunicação do micro com o mundo analógico, de forma que ele possa receber, processar e registrar dados não digitais. Qualquer microcomputador pode ser acoplado a uma interface dessas, mediante conexões e comandos adequados, como veremos.

Da maneira como foi concebida, ela permite a leitura de tensões diretamente no vídeo do micro, além de servir de base para a implementação de um sistema de aquisição de dados de baixa frequência (esses dados poderiam provir, por exemplo, de eventos físicos lentos, convertidos em sinais elétricos). Mas a interface sugerida dispõe também de três entradas digitais, de 4 bits cada, para receber diretamente sinais binários. Assim, dependendo dos comandos efetuados pelo computador, ela tem condições de aceitar dados analógicos e digitais simultaneamente.

No decorrer do artigo, vamos descrever a interligação da interface com micros da linha CP (CP 500, CP 300,

CP 400 e CP 200), assim como os da linha Apple, e, ainda, com o Nestor (micro experimental lançado entre os n.ºs 84 e 86 da NE) — o que, acreditamos, servirá de base para que o montador possa adaptá-la a outros modelos e marcas de microcomputador.

O circuito está totalmente baseado em integrados da família TTL Schottky de baixa potência e no CA3162, um conversor A/D relativamente comum em nosso mercado e já utilizado em uma das montagens da Nova Eletrônica (*Digitotal*, NE n.ºs 97 e 98). Em nosso protótipo, todos os componentes foram alojados em uma placa face dupla bastante compacta, de apenas 11 x 14 cm.

**Em blocos** — Na figura 1 aparece uma representação bastante simplificada da interface, que nos permitirá abordar o assunto gradualmente. Nota-se, de imediato, a presença do conversor A/D, que é o próprio CI 3162; as linhas de controle que deixam esse bloco são os terminais de varredura desse integrado, que determinam o “peso” da informação presente nas linhas de dados multiplexadas.

Os sinais que percorrem essas linhas são injetados diretamente no bloco de travas, que é capaz de memorizar (de acordo com a varredura efetuada pelo conversor) três palavras de 4 bits, correspondentes à leitura realizada. Esse bloco conta ainda com uma

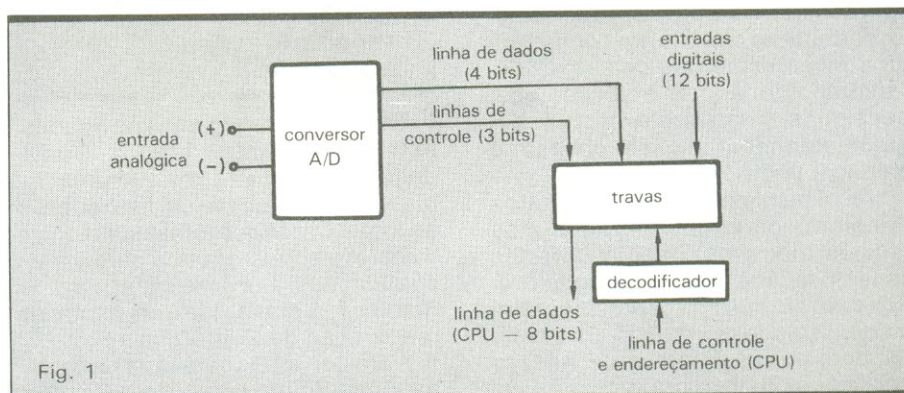


Fig. 1



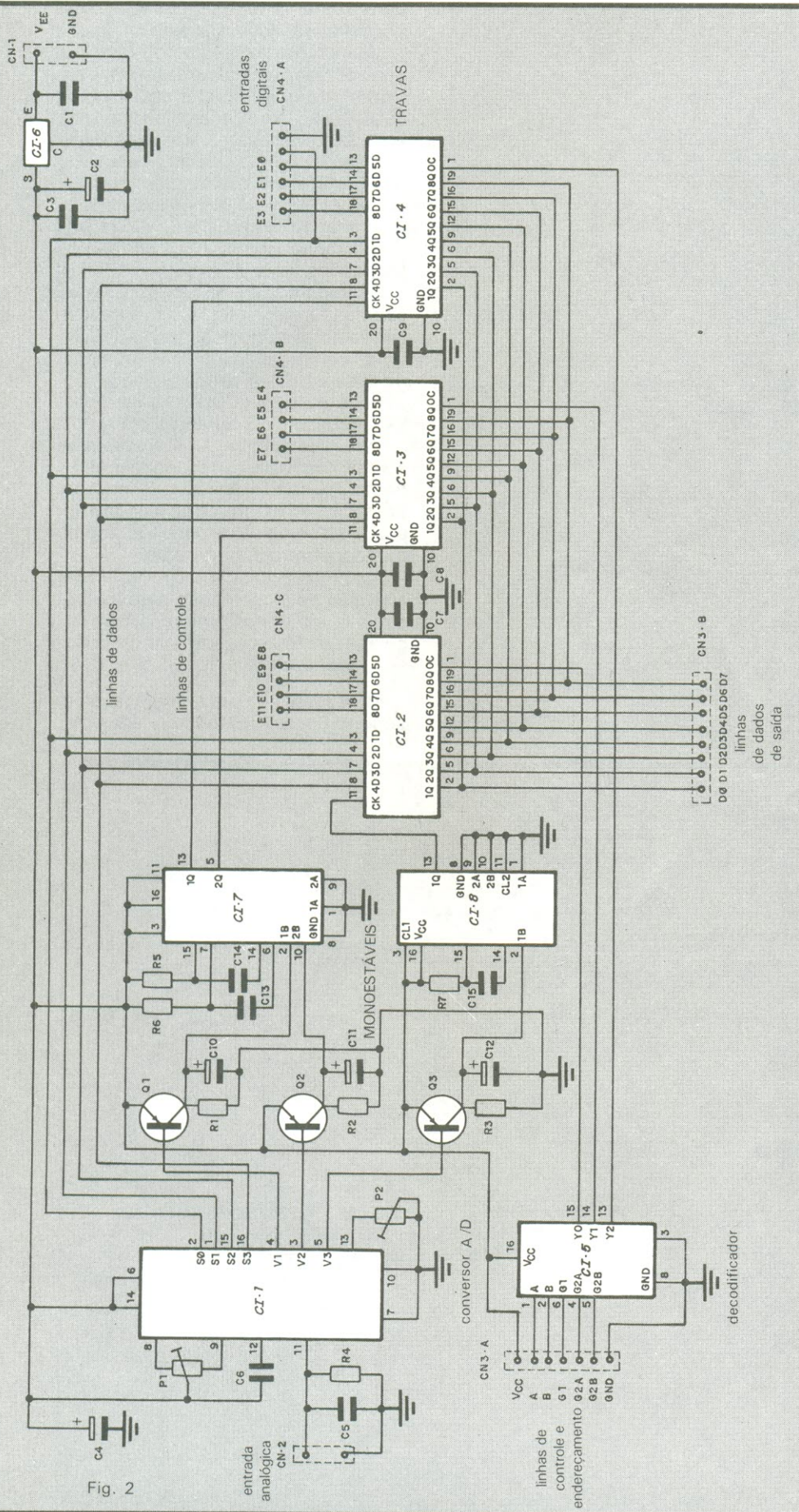


Fig. 2

entrada de 12 bits, que pode ser atualizada de acordo com os sinais de controle provenientes do conversor.

Nesse mesmo bloco podemos dispor de uma saída digital de 8 bits — que proporciona, de acordo com o estado das linhas de controle e endereçamento do bloco decodificador, a leitura dos 12 bits BCD vindos do conversor e também das entradas digitais. Convém ressaltar que o circuito trabalha de forma assíncrona em relação ao computador — o que permite, a qualquer instante, a verificação das entradas digitais ou a tensão presente na entrada analógica, através da instrução PEEK (*Apple*, CP 400) ou INP (CP 200, CP 300 e CP 500).

**Operação do circuito** — A figura 2 traz o esquema completo da interface, que agora pode ser abordada mais facilmente. A conversão analógica/digital é feita logo na entrada do circuito, através de CI-1 e seus componentes associados (C5, C6, R4, P1 e P2). Daí para a frente todo o sistema é digital; antes de analisar essa parte, porém, vamos observar rapidamente as formas de onda da figura 3, que mostram a sinalização proveniente de CI-1, responsável pela sincronização das travas CI-2, CI-3 e CI-4.

Vê-se que a linha de dados de CI-1 (S0 a S3) é partilhada no tempo pela ação dos sinais de varredura V1, V2 e V3. Portanto, no nível alto dos sinais de *clock* (aplicados ao pino 11 das travas) vamos ter sempre a informação correspondente na linha de dados. Observe também que no caso de uma palavra inteira de 12 bits, os dados mais significativos vão ficar por conta de CI-2 e os menos significativos, com CI-4.

Retornando agora ao esquema da figura 2, nota-se que a informação de varredura passa por um estágio modelador, composto por monoestáveis, antes de ir sincronizar as travas. Essa implementação poderá suscitar uma dúvida aparentemente óbvia: por que utilizar monoestáveis para a geração dos sinais de *clock*, se poderíamos aproveitar diretamente as saídas V1, V2 e V3 para essa função?

A resposta é simples, mas não óbvia. As linhas S0, S1, S2 e S3 são realmente digitais, mas o mesmo não ocorre com V1, V2 e V3. Para comprovar esse fato, basta instalar resistores *pull-up* (elevadores) nessas linhas e observar atentamente seu comportamento com um bom osciloscópio. Logo ficará evidente que o nível lógico alto não é nada estável, ocorrendo transições descendentes rápidas e aleatórias, capazes de produzir leituras incorretas do barramento de dados pelas travas.

Como o integrado 3162 é normalmente usado em conjunto com o 3161,



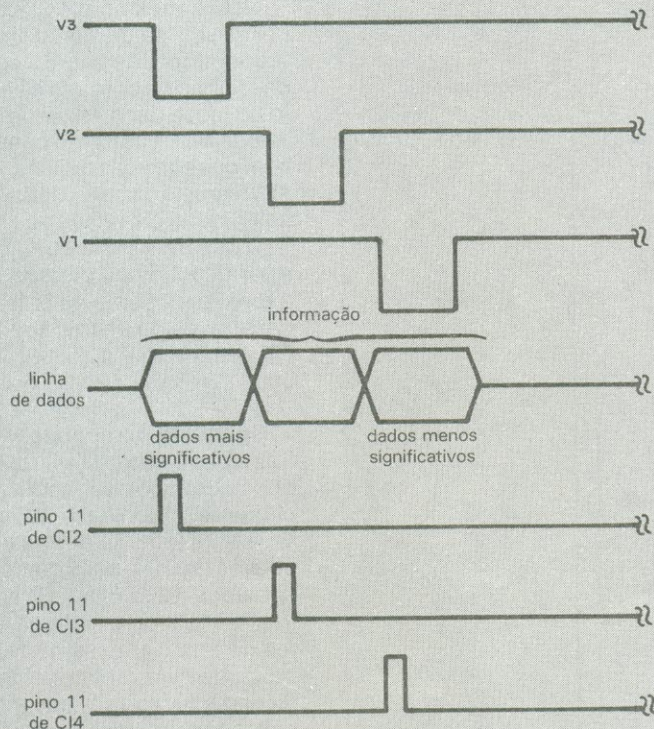


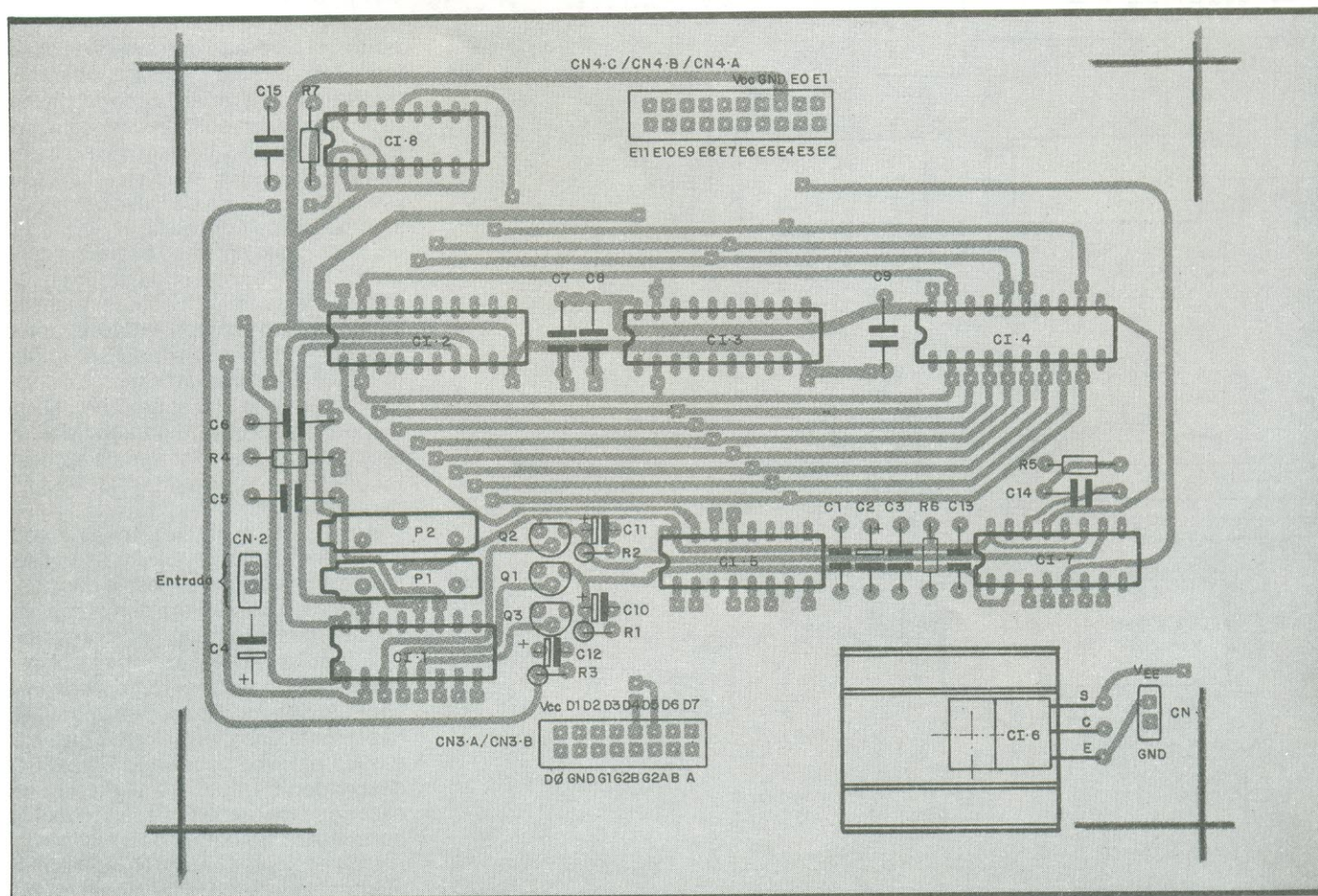
Fig. 3

para excitar diretamente *displays* de LEDs, tais variações passam totalmente despercebidas — ao contrário do que acontece em nosso caso, onde as travas devem interpretar essas variações. Desse modo, intercalando no circuito três transistores, três resistores, três capacitores e dois monoestáveis (CI7 e CI8), com os componentes associados, foi possível proporcionar sinais de comando estáveis para as travas, assegurando a perfeita retenção das informações.

O integrado CI5 faz as vezes de decodificador (veja a fig. 1), permitindo a leitura do conteúdo das travas segundo as combinações lógicas reunidas na Tabela 1. Observe que os dados são obtidos na ordem XXXX YYYY, onde "X" corresponde à entrada digital e "Y", à entrada analógica. As entradas presentes na tabela correspondem às linhas de controle e endereçamento que aparecem no diagrama de blocos e no esquema completo; é por onde o computador controla a interface.

Por fim, o regulador CI6 providencia a tensão de alimentação para todo o circuito, a partir de uma fonte não regulada que forneça, no mínimo, 8 volts em corrente contínua.

**Montagem** — Para a interligação e suporte do circuito foi projetada uma





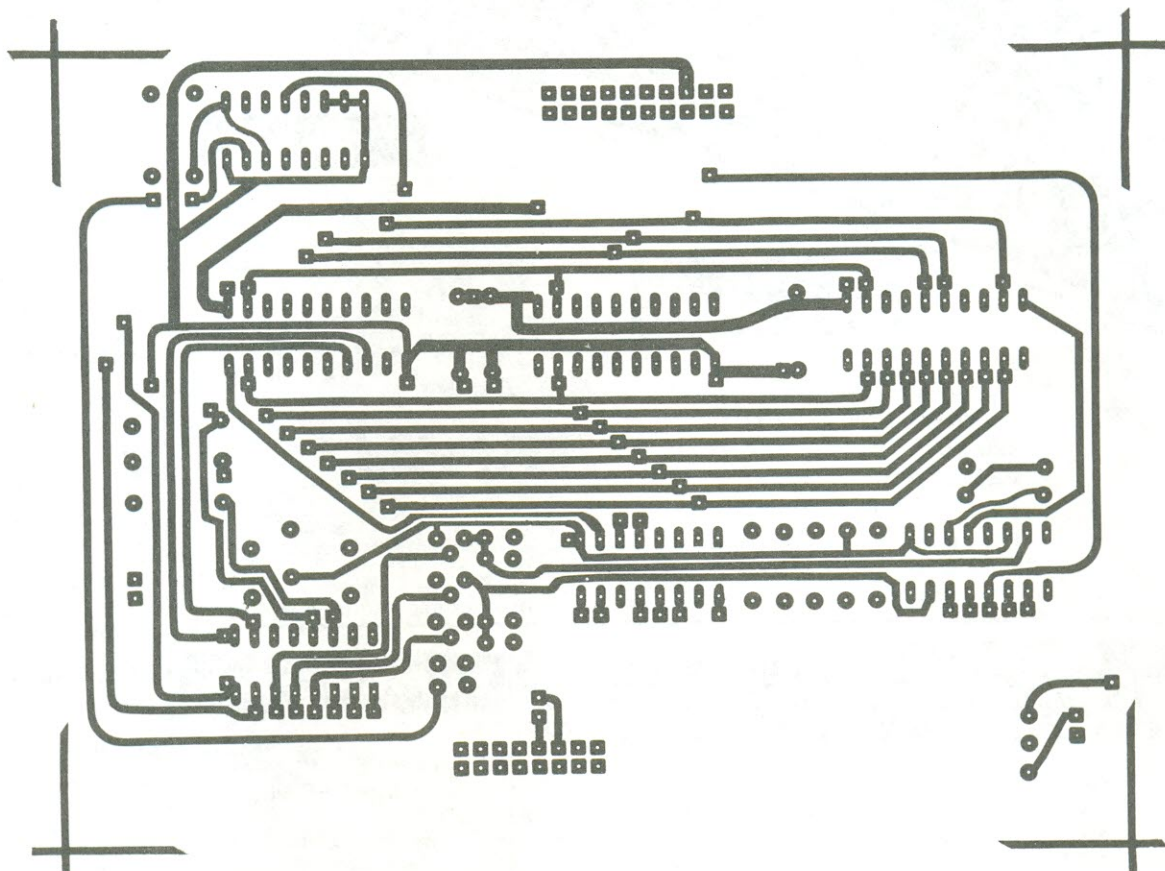


Fig. 5a

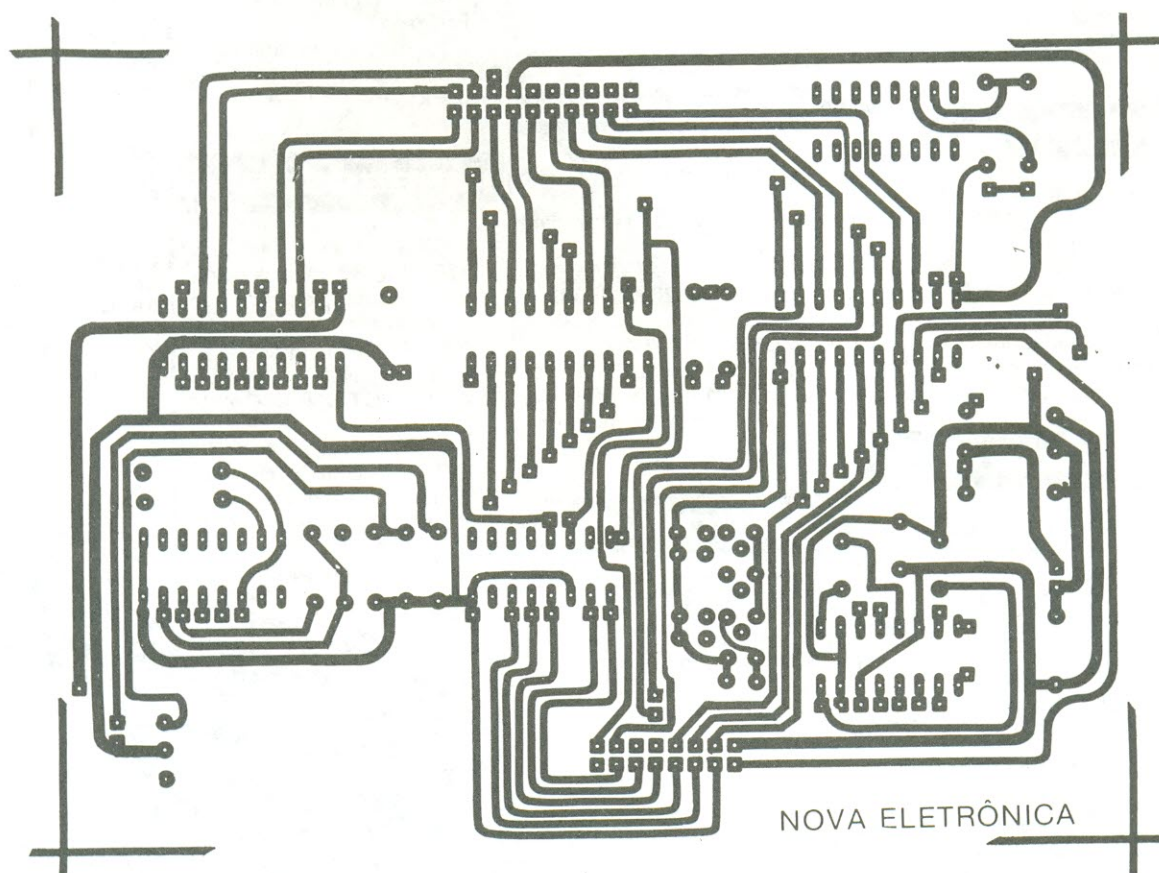


Fig. 5b

NOVA ELETRÔNICA



placa de circuito impresso com face dupla, que pode ser vista nas figuras 4 e 5 pelos dois lados, em tamanho natural. Uma vez pronta e revisada essa placa, a montagem não deverá trazer grandes problemas. A única sugestão que podemos dar é a de empregar soquetes torneados para todos os CIs, pois, apesar de encarecerem a montagem, tornam a operação mais segura.

**Interligações** — Se montado corretamente, segundo nosso projeto (no qual foi baseado nosso protótipo), o circuito deverá funcionar de imediato, sem grandes problemas. Mas para comprovar sua operação e realizar os ajustes necessários, é preciso antes ligá-lo a um microcomputador. Informamos desde já que a interligação com os micros CP 200, CP 300 e CP 500,

### Seleção de travas por CI5

Tabela 1

ENTRADAS					trava selecionada
G1	G2A	G2B	B	A	
1	0	0	0	0	CI2
1	0	0	0	1	CI3
1	0	0	1	0	CI4
0	X	X	X	X	nenhuma*
X	1	X	X	X	nenhuma*
X	X	1	X	X	nenhuma*

\*saídas em tristate  
X — estado qualquer

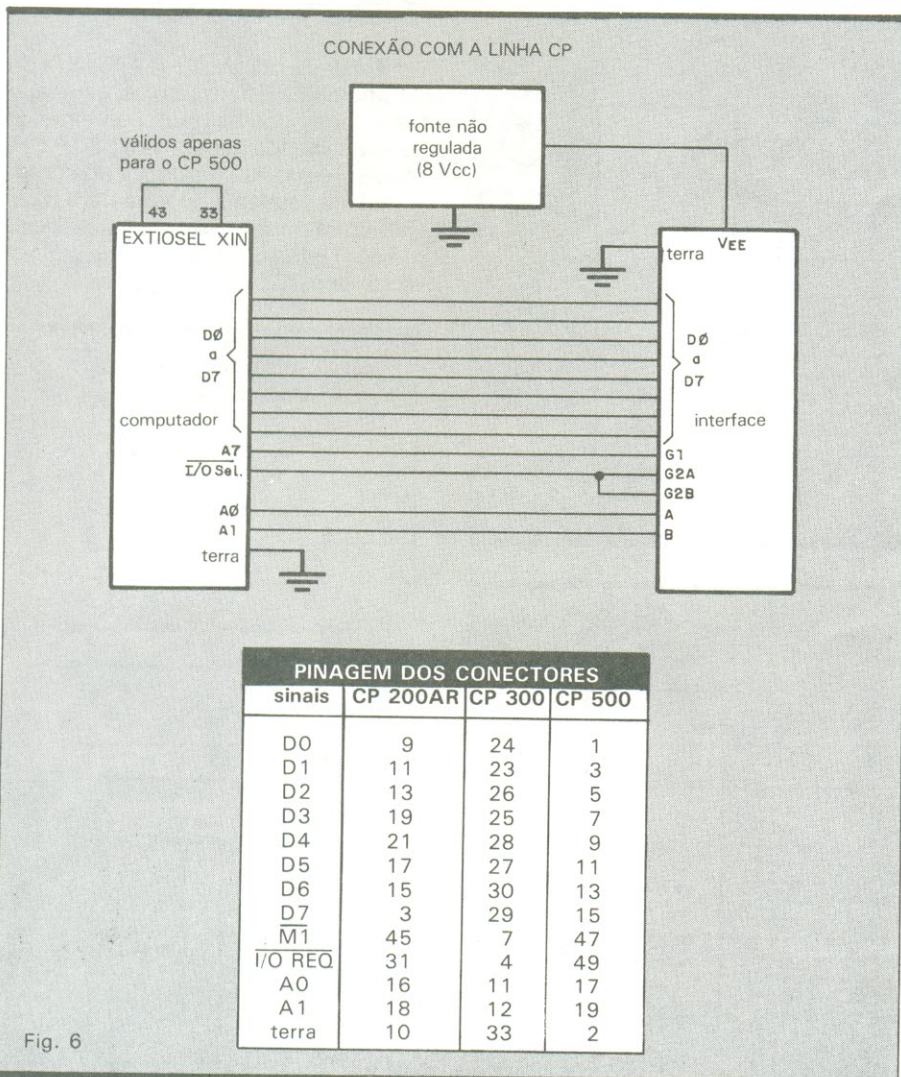


Fig. 6

# ARGOS-IPOTEL

## CURSOS DE ELETRÔNICA E INFORMÁTICA

ARGOS e IPOTEL unidas, levam até você os mais perfeitos cursos pelo sistema:

### TREINAMENTO À DISTÂNCIA

Elaborados por uma equipe de consagrados especialistas, nossos cursos são práticos, funcionais, ricos em exemplos, ilustrações e exercícios.

E NO TÉRMINO DO CURSO, VOCÊ PODERÁ ESTAGIAR EM NOSSOS LABORATÓRIOS.



Preencha e envie o cupom abaixo.

Nome \_\_\_\_\_  
Endereço \_\_\_\_\_  
Cidade \_\_\_\_\_ CEP \_\_\_\_\_  
Curso \_\_\_\_\_

Ao nos escrever indique o código NE

ARGOS — IPOTEL

R. Clemente Álvares, 247 - São Paulo - SP.  
Caixa Postal 11.916 - CEP. 05090 - Fone 261-2305



além do TRS-80 americano, vai exigir uma fonte de alimentação externa de 8 Vcc, sem regulação.

Providenciada essa fonte, a interligação poderá ser efetuada seguindo-se as orientações da figura 6 e da tabela anexa. A ligação com o CP 400 e com os micros da linha *Apple* dispensa essa fonte externa, pois além dos sinais de dados, endereços e controle, essas máquinas fornecem tensões fixas para uso externo. As figuras 7 e 8 ilustram as conexões para acoplar a interface a esses computadores.

Para facilitar um pouco mais a tarefa de ligar o micro à interface, reunimos na figura 9 a pinagem de todos os conectores de expansão. O acesso para leitura de dados, em todos os casos, pode ser obtido através das instruções do Basic residente. Assim, para a linha

CP (200, 300 e 500), digita-se o seguinte:

10 A = INP(128)  
20 B = INP(129)  
30 C = INP(130)

No caso do CP 400, é diferente:

10 A = PEEK 65344  
20 A = PEEK 65345  
30 A = PEEK 65346

E para a linha *Apple*:

10 A = PEEK 27576  
20 B = PEEK 27577  
30 C = PEEK 27578

Nas três situações, a linha 10 permite a leitura da trava CI2, a linha 20, da trava CI3, e a 30, da trava CI4.

Aqueles que possuem o Nestor e quiserem aproveitá-lo para mais essa utilização deverão seguir instruções à parte. Para começar, o esquema de li-

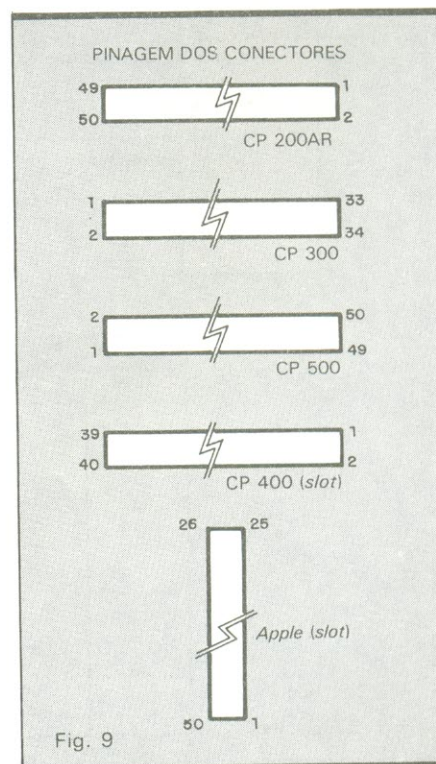
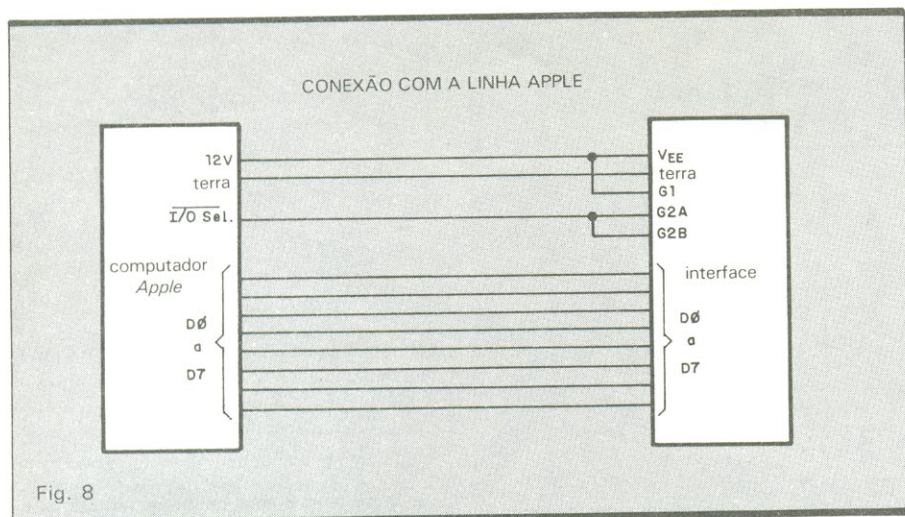
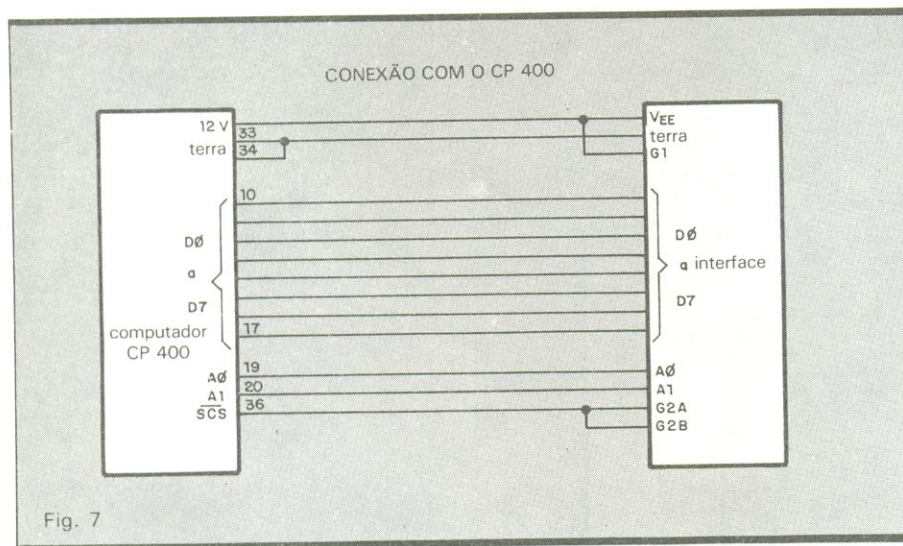
gações válido é o da figura 10 e o programa de acesso é o seguinte, em *Assembler* do Z-80:

LDA, (1000H) — leitura CI2  
LDA, (1001H) — leitura CI3  
LDA, (1002H) — leitura CI4

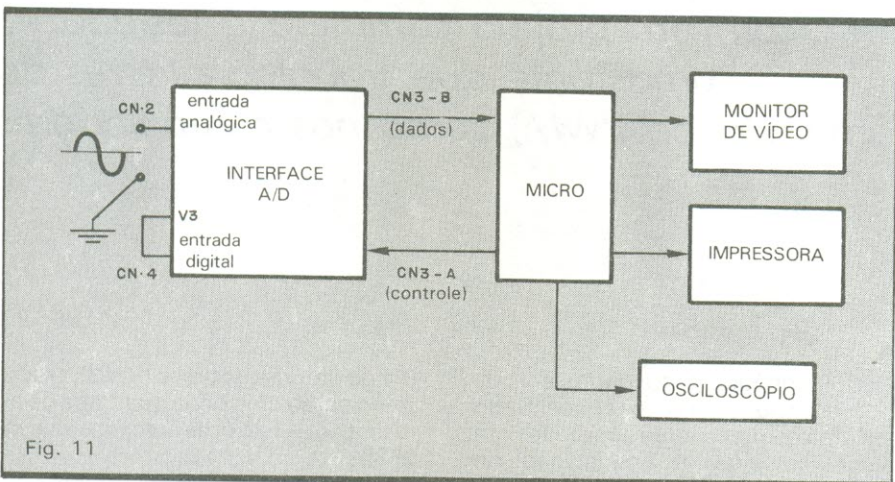
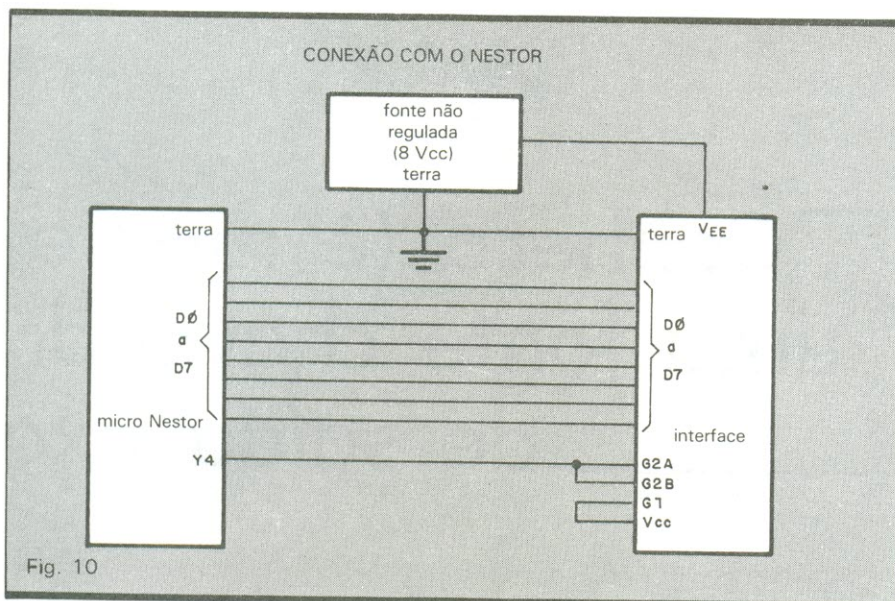
Observe que foi aproveitado o acesso do decodificador de memórias do Nestor. Mais detalhes a respeito desse micro podem ser obtidos nas edições n.ºs 84, 85 e 86 de *Nova Eletrônica*.

A título de exemplo, desenvolvemos para o Nestor um programa em *Assembler* de aquisição de dados, que tem a função de convertê-lo em um voltímetro com faixa de atuação entre -99 a +999 mV (que é a própria faixa de operação do CA3162). Essa gama, porém, pode ser facilmente ampliada para -9,9 a +99,9 V pela inclusão de um resistor de 1 MΩ, 1% em série com a entrada da interface.

**Ajustes e utilização** — Apenas a parte analógica do circuito vai pedir ajuste — que pode ser facilmente realizado através dos helipot TP1 e TP2. Para isso, é preciso introduzir no computador um pequeno programa, em Basic, de leitura e impressão de dados. No caso do Nestor, deve-se inserir, a partir do endereço 0800H, o programa no micro







**Programa de acesso à interface**  
(função voltímetro — micro Nestor)

```

0800 21 50 06 LD HL, 0650
0803 11 E7 0B LD DE, 0BE7
0806 01 03 00 LD BC, 0003
0809 ED B0 LDIR
080B 3A 01 10 LD A, (1001)
080E 32 EB 0B LD (0BEB),
0811 3A 02 10 LD A, (1002)
0814 32 EA 0B LD (0BEA), A
0817 3A 00 10 LD A, (1000)
081A 32 EC 0B LD (0BEC), A
081D CD 28 06 CALL 0628
0820 21 E7 0B LD HL, 0BE7
0823 CD 9C 00 CALL 009C
0826 18 E3 JR *660B*
0828 21 EA 0B LD HL, 0BEA
082B 45 LD B, L
082C 7E LD A, (HL)
082D E6 0F AND 0F
082F CD 86 01 CALL 0186
0832 77 LD (HL), A
0833 23 INC HL
0834 10 F6 DJNZ *662C*
0836 C9 RET

```

e dar início a partir do endereço 0800. Em qualquer caso, o programa de ajuste pode ser o da função voltímetro.

Completada essa primeira etapa, basta curto-circuitar a entrada analógica da placa e girar lentamente TP1, até obter-se leitura nula no vídeo. Em seguida, liga-se na entrada uma pilha nova de 1,5 V (lembrando de acrescentar o resistor de 1 MΩ) e atua-se sobre TP2 até que a leitura 015 fique estabilizada na tela. Se houver a disponibilidade de um voltímetro digital, melhor ainda: bastará ligá-lo também à pilha e usá-lo para aferir o conversor A/D.

**Outras aplicações** — Existem, obviamente, inúmeros usos para uma interface de aquisição de dados analógicos para computadores. O mais simples deles é, com certeza, a função voltímetro, que pode ter grande aplicação didática, facilitando aos principiantes a compreensão dessas interfaces. Por outro lado, uma utilização prática de maior importância, tanto dentro como fora do âmbito didático, consiste em

## Relação de componentes

### RESISTORES

R1, R2, R3- 680 Ω

R4- 10 kΩ

R5, R6, R7- 22 kΩ

Obs.: todos de 1/8 W, 5%

### POTENCIÔMETROS

P1- helipot 50 kΩ

P2- helipot 10 kΩ

### CAPACITORES

C1, C3, C7, C8, C9, C13, C14, C15 — 100 nF/250 V (poliéster metalizado)

C2- 10 μF/25 V (tântalo)

C4, C10, C11, C12 — 1 μF/35 V (tântalo)

C5- 1 nF/250 V (poliéster metalizado)

C6- 220 nF/250 V (poliéster metalizado)

### SEMICONDUCTORES

C11- CA3162

C12, C13, C14 — 74LS373

C15- 74LS138

C16- 7805

C17, C18- 74LS221

Q1, Q2, Q3- BC307

### DIVERSOS

Placa de circuito impresso

CN1, CN2- barras de 2 pinos para circuito impresso

CN3, CN4- barras de 16 pinos para circuito impresso

Soquetes para os CIs (opcional)

Dissipador para o CI regulador

um sistema de aquisição de sinais analógicos de baixa frequência — como o que se vê na figura 11, representado de forma simplificada.

Com essa implementação, é possível recolher dados sincronizando leitura e varredura do conversor A/D. Assim, sempre que houver atualização dos dados presentes nas travas (ou seja, quando V3 = 1), o computador irá lê-los e armazená-los em uma tabela. E, após coletar uma certa quantidade de informação, o micro nos permitirá visualizar a forma de onda do sinal em um terminal de vídeo; ou, então, irá imprimi-lo sob a forma de gráfico; ou, ainda, reproduzi-lo com maior velocidade em um osciloscópio.

Esse é apenas um exemplo do que essa interface pode fazer. Lembre-se de que é específico para eventos periódicos de baixa frequência que não podem ser diretamente analisados em um osciloscópio. Estamos à disposição para eventuais consultas, a fim de sugerir aplicações para outros casos, desde que bem explicitados por carta.





# Conheça (e monte) uma fonte chaveada de saída fixa

## Características

- Implementação totalmente segura
- Fornece até 3 A com 5 V de saída
- Atua como fonte regulada ou conversor CC/CC
- Regulação igual ou superior à das fontes comuns
- Para alimentar circuitos digitais e pequenos micros
- Eficiência superior à das fontes tradicionais
- Proteção total de saída
- Altamente compacta

*Pela primeira vez em forma de montagem  
— com um projeto completo e testado —  
uma fonte que trabalha através da  
modulação PWM, como nos computadores*

Com o rápido avanço da eletrônica, houve uma elevação na demanda por sistemas de alimentação de potência mais sofisticados, eficientes e compactos, sempre levando-se em conta a relação da densidade de potência por unidade de volume da fonte, aliada a um bom desempenho. As fontes convencionais, que operam invariavelmente na sequência transformação-retificação-filtragem-regulação, apresentam uma série de problemas, que vão se tornando significativos à medida que aumentam a tensão e a corrente que devem fornecer. Entre eles, os mais críticos envolvem a eficiência do circuito e a dissipação de calor, além do peso e tamanho do conjunto.

Assim, em certas aplicações, essas fontes foram sendo substituídas pelos conversores chaveados em alta frequência — ou, simplesmente, “fontes chaveadas” — já empregados em equipamentos mais modernos, tal como os microcomputadores. Mas, devido à complexidade desse tipo de circuito, raramente ele é citado nas escolas ou mesmo em cursos específicos. Para se ter uma idéia, essa técnica envolve conhecimentos razoáveis de alta frequência, eletromagnetismo, análise de estabilidade de sistemas e interferência

eletromagnética, entre outras coisas.

Tudo isso, porém, foi concentrado em uma pequena fonte chaveada com saída fixa de 5 volts e capacidade de corrente para até 3 ampères, que estamos apresentando agora. Adotamos uma versão simplificada da fonte chaveada mais corriqueira, que oferece mais segurança ao montador, como veremos, e pode ser usada seja como circuito experimental, seja para várias aplicações práticas imediatas — tal como a alimentação de circuitos TTL e micros pessoais ou a conversão de qualquer tensão contínua entre 9 e 27 V em uma tensão contínua (e regulada) de 5 V.

**Princípios básicos** — Para entender melhor a filosofia adotada em nosso projeto, vejamos primeiro como funciona uma fonte chaveada “tradicional”, cujo diagrama de blocos aparece na figura 1. Temos, primeiramente, a tensão da rede diretamente retificada e filtrada, o que produz uma tensão CC elevada. Esta, por sua vez, é aplicada ao elemento chaveador, que pode ser um transistor, um tiristor ou qualquer outro dispositivo de comutação. Nesse estágio, a tensão é chaveada em uma frequência elevada (normalmente, acima de 20 kHz), através de um modula-

dor por largura de pulso (PWM), produzindo então uma onda quadrada de alta tensão — isto é, de aproximadamente 300 V.

Em seguida, a onda quadrada passa por um transformador isolador/abaiçador, sendo depois retificada e filtrada. O sinal resultante vai até um amplificador de erro, para ser comparado com uma tensão de referência — fornecendo assim um sinal proporcional que vai controlar a largura de pulso no elemento comutador, mantendo a tensão de saída estável. Percebe-se, portanto, que a tensão de saída da fonte é obtida a partir do valor médio assumido pela onda quadrada.

A fonte que estamos propondo, embora utilize o mesmo princípio de operação, é bem mais simples e segura, sendo mais apropriada como montagem. Em seu circuito foi acrescentado um pequeno transformador, que reduz a tensão da rede antes de retificá-la e filtrá-la como ilustra a figura 2. Dessa forma, foi possível eliminar as tensões elevadas dos sistemas profissionais, mantendo praticamente inalteradas as características de eficiência e dimensões físicas. O acréscimo do transformador não cria grandes problemas, pois ele não precisa fornecer toda a corrente de saída da fonte.



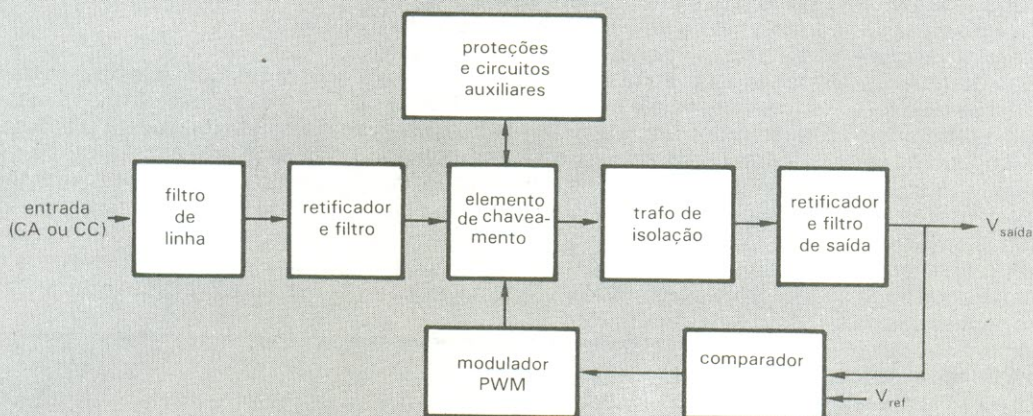


Fig. 1

**A fonte completa** — Na figura 3 pode-se ver todo o esquema do conversor chaveado, com exceção do transformador redutor de entrada. Apenas a título de complementação, para os que não têm conhecimentos a respeito desses circuitos, informamos que a fonte sugerida é da versão série, redutora ou *buck*. Veja as diferenças básicas existentes entre as três principais versões de fontes chaveadas no Quadro 1; dados mais completos sobre as próprias fontes podem ser obtidos no artigo "Fontes de tensão chaveadas", publicado em nosso n.º 101, de julho de 1985.

Como se vê, o circuito é bastante compacto, graças à inclusão do integrado LM3524, que é um controlador PWM especialmente projetado para fontes chaveadas e relativamente comum em nosso comércio. Como achamos que esse CI merecia um artigo à parte e também para não nos desviarmos de nosso tema principal, que é a montagem da fonte, resolvemos "deslocar" toda a parte referente à sua operação para uma matéria da série "Antologia", publicada na seção Bancada deste número. Assim sendo, vamos passar diretamente à análise do esquema da fonte.

Em primeiro lugar, a frequência de chaveamento do conversor é determinada por C2 e R8 — cujo valor pode ser conferido através das curvas representadas na figura 4 da Antologia. R7 e C1, por sua vez, compõem a rede de compensação em frequência do circuito em malha fechada, enquanto a referência é fornecida pelo regulador interno do integrado; esta é aplicada ao divisor formado por R9 e R10, sendo depois enviada à entrada não inversora do am-

plificador de erro, também interno.

O transistor de saída, por ser de potência, exige um outro transistor (Q2) para excitá-lo, ou seja, para conectá-lo ao integrado. No emissor de Q1 vamos ter então uma onda retangular de amplitude aproximadamente igual à tensão de entrada e com a largura de pulso necessária para fornecer 5 volts a partir de seu valor médio. Em outras palavras, o ciclo de trabalho (ou *duty cycle*) dessa onda pode ser dado pela fórmula:

$$CT = 5 V/V_{ent} \times 100\%$$

Essa onda quadrada é então integrada pela rede formada pelo indutor L1 e pelos capacitores C4, C5 e C6. Isto ocorre porque a bobina, opondo-se a variações bruscas de corrente, faz com que esta seja a integral da tensão aplicada — que aparece, então, com uma forma de onda triangular. Os capacitores, por sua vez, mantêm uma tensão constante de 5 V em seus terminais, assegurando uma saída estável.

Os diodos D1 e D2 são muito importantes no circuito, pois permitem que

L1 mantenha o fluxo de corrente enquanto Q1 está no corte. A malha formada por R4 e C3, ligada em paralelo com esses diodos, tem a função de eliminar oscilações no chaveamento, que poderiam ser provocadas pela capacitância dos mesmos e pela indutância de dispersão.

Note que foram usados três capacitores de 47  $\mu F$  na malha de filtragem, quando se poderia ter adotado apenas um de 150  $\mu F$ . Para isso há também uma razão prática de projeto: a resistência-série interna do capacitor, que é reduzida para um terço do valor com essa implementação. Esse é mais um fator de importância, já que essa resistência, ao ser atravessada pela corrente triangular do capacitor, gera uma ondulação na saída.

Na saída, R5 e R6 são os chamados resistores de carga mínima, necessários para manter positiva a corrente sobre o indutor (lembre-se de que o indutor é para a corrente o que o capacitor representa para a tensão). Por fim, a rede formada por R12, R13 e R14 realiza uma amostragem da tensão de saída,

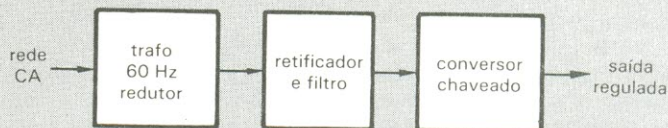


Fig. 2



que é comparada com a referência aplicada ao pino 2 do CI, para que seja feita a regulação do conversor. A proteção contra sobrecorrente é efetuada por intermédio de R11, que desativa os pulsos de saída sempre que é ultrapassado o limite preestabelecido (a figura 8 da "Antologia" traz uma fórmula específica para o cálculo desse resistor).

Isto é o que tínhamos a dizer sobre o conversor. Na figura 4 podemos ver o circuito que deve ser usado com ele: é o transformador abaixador de tensão, juntamente com os diodos retificadores e um capacitor de filtro. Na mesma figura foi incluída uma tabela dos transformadores que podem ser usados na fonte, com seus valores de tensão e corrente. Observe que é possível adotar qualquer um entre 9 e 27 V e que a corrente decresce proporcionalmente à elevação da tensão. Conclui-se, portanto, que você pode até aproveitar um transformador que esteja disponível na bancada ou na sucata, graças à grande versatilidade de operação da fonte.

A mesma tabela pode ser usada no dimensionamento dos diodos e do capacitor de filtragem. Na prática, os diodos poderão ser do tipo 1N4001, sem problemas, na maior parte dos casos; quanto ao capacitor, o valor fornecido é o mais adequado para o trafo de 9 V, podendo ser ligeiramente menor (em capacitância) para os demais casos. Lembre-se, ainda, de que os transformadores devem ter derivação central (ou seja, 9 + 9 V, 12 + 12 V etc.).

Finalmente, como havíamos comentado, o circuito presta-se também a funcionar como um conversor CC/CC. Assim, se você dispuser de uma fonte fixa, regulada ou não, com qualquer valor de saída entre 9 e 27 V e que forneça a corrente pedida, basta ligá-la à entrada do conversor para obter uma tensão estável de 5 volts.

**Observações** — Antes de passarmos à parte de montagem, gostaríamos de comentar alguns detalhes referentes ao projeto e seus componentes. Para que essa fonte obedeça aos critérios exigidos pelos conversores de alta frequência, é preciso levar em conta vários fatores, a maioria deles relacionada aos componentes empregados. A técnica dos conversores chaveados depende diretamente do estágio de desenvolvimento da microeletrônica de potência, já bastante avançada em alguns países. No Brasil, embora já se encontre à venda muitos componentes de alta tecnologia, nem sempre é fácil encontrar no varejo aquilo que se precisa, devido aos caprichos da importação e do estoque.

Em nossa montagem, poderíamos enquadrar como componentes "críticos" os diodos D1 e D2, os transisto-

res e os capacitores de saída (C4, C5 e C6). Os primeiros, porque deveriam ser, de preferência, elementos rápidos de potência, com tempo baixo de recuperação; os transistores, pela sua característica de chaveamento; e os capacitores, por deverem exibir uma resistência-série bastante reduzida.

Assim, vale a pena ressaltar que os resultados poderiam ser muito melhores se esses fatores fossem integralmente considerados. Na relação de componentes estamos sugerindo os dispositivos mais apropriados para o caso, de acordo com o que foi possível obter, com relativa facilidade, em

nosso mercado de eletrônica. Não há dúvida de que poderiam ser substituídos por outros de melhor qualidade, mas esses não chegam a comprometer a operação e eficiência do conversor.

**Montagem e teste** — A implementação da fonte será mais simples e segura se for utilizada a placa da figura 5, que leva em conta vários aspectos importantes de projeto e foi testada em nosso protótipo. Ela aparece pelos dois lados, em tamanho natural, e abriga todos os componentes vistos no esquema da figura 3 (ficando de fora, portan-

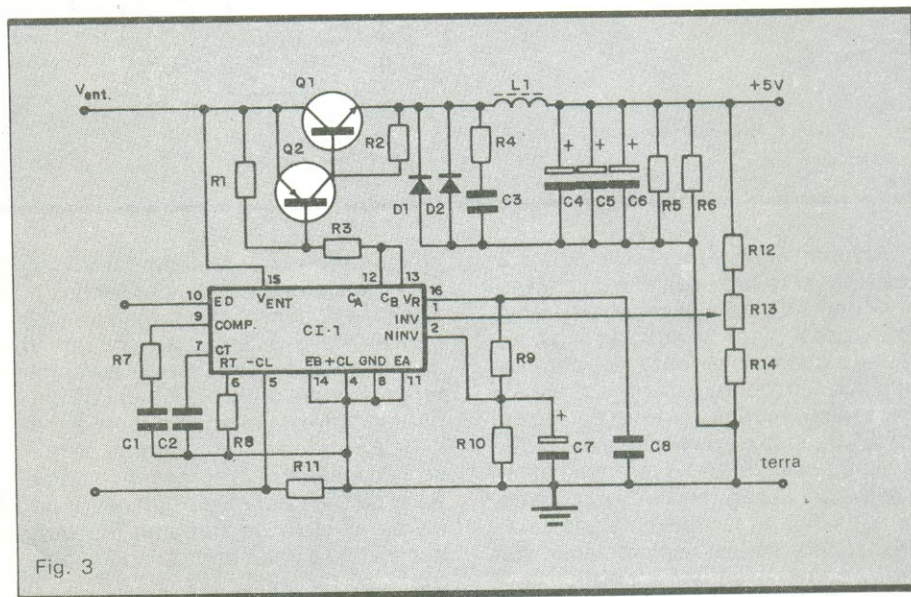
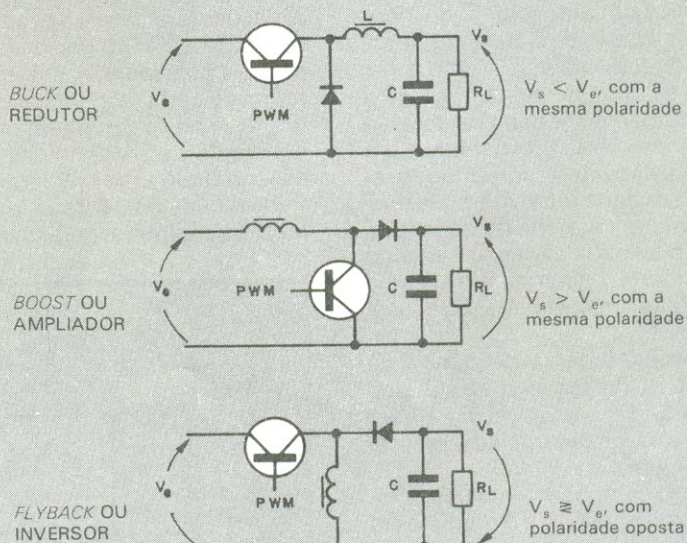


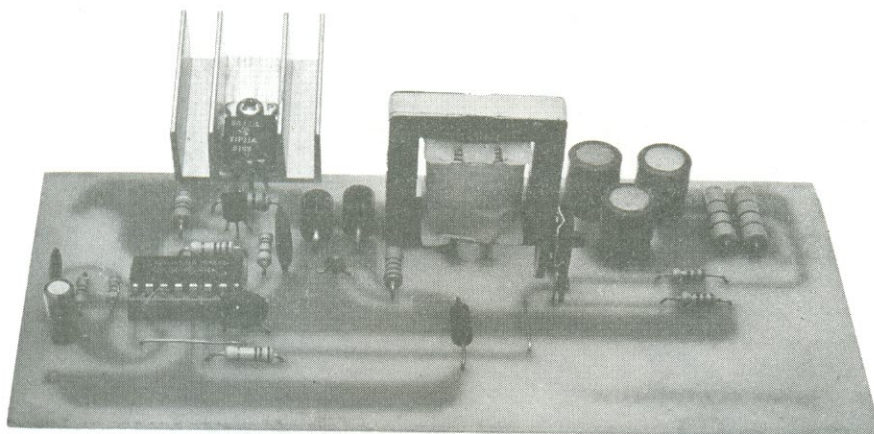
Fig. 3

## Topologias básicas de conversores

Quadro 1



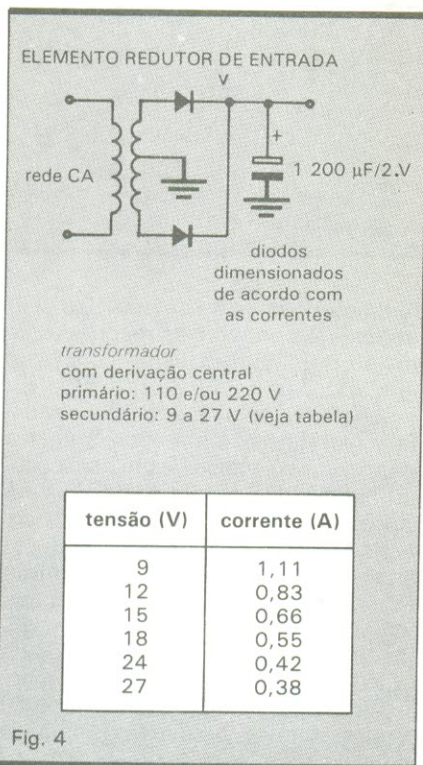




to, o circuito redutor da fig. 4).

Cuidados especiais devem ser tomados com o transistor de potência, que deve ser montado em um bom dissipador — tanto maior quanto mais próxima de 3 A estiver a corrente de utilização —, e com o indutor L1, que precisa ser enrolado pelo próprio montador (o aspecto dessas implementações pode ser apreciado nas fotos que ilustram o artigo). Além disso, será imprescindível o uso de um osciloscópio para o ajuste final da fonte.

O indutor usado no circuito é de 1,5 mH, montado em um núcleo de ferrite tipo duplo E com fator de indutância de 1 700 nH, em cuja coluna central são enroladas 30 espiras de fio esmaltado n.º 20 AWG. Se a marca e o tipo comercial ajudarem, ele é um Thornton tipo E30/7, material ID6, com 30 x 15 mm em cada seção "E".



Sabemos, porém, que não é nada fácil adquirir núcleos de ferrite com as características exatas que se deseja. Por isso, caso você queira aproveitar outro tipo e formato de núcleo, ou seja obrigado a tanto, proceda da seguinte forma:

— Determine, primeiramente, o fator de indutância do ferrite, enrolando no mesmo 10 espiras e medindo a indutância em seguida.

— Com isso, você já tem o fator K do mesmo, que é dado pela fórmula:

$$K = L \cdot 10^7$$

### Relação de componentes

#### RESISTORES

R1- 390 Ω  
R2- 10 Ω  
R3- 2,7 kΩ  
R4- 27 Ω, 1/2 W  
R5, R6- 47 Ω, 1/2 W  
R7- 8,2 kΩ  
R8- 2,2 kΩ  
R9, R10- 4,7 kΩ  
R11- 0,68 Ω, 1 W  
R12, R14- 3,3 kΩ  
R13- trimpot linear de 1 kΩ

Obs.: todos de 1/4 W, exceto onde especificado

#### CAPACITORES

C1, C8- 0,1 µF (cerâmico)  
C2- 6,8 nF (cerâmico)  
C3- 1 nF (cerâmico)  
C4, C5, C6- 47 µF/16 V (eletrolíticos, se possível da linha HFC)  
C7- 1 µF/40 V (eletrolítico)

#### SEMICONDUCTORES

D1, D2- SK3/100 ou equivalentes  
Q1- BC308  
Q2- TIP31A  
CI1- LM3524

#### DIVERSOS

L1- veja texto  
Placa de circuito impresso  
Soquete torneado para o CI

## MONTAGENS INÉDITAS!

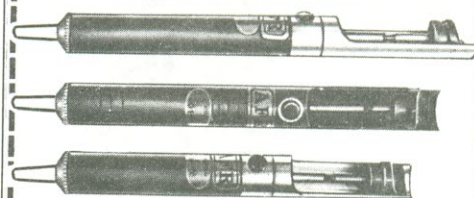
É o que você encontra todo mês em *Nova Eletrônica*. Instrumentos de bancada, circuitos para áudio, dispositivos de uso industrial e sistemas de aplicação geral. Utilizando sempre novos componentes, de fácil aquisição, as montagens são testadas no laboratório da revista e só então liberadas para publicação. O carimbo "aprovado" garante a qualidade das montagens.

# NOVA ELETRÔNICA

TRADIÇÃO DE EXPERIÊNCIA  
E CONSTANTE ATUALIZAÇÃO



### Sugadores de solda



- QUALIDADE E DESEMPENHO.
- TRÊS MODELOS À SUA ESCOLHA.
- BICOS DE TEFLON INTERCAMBIÁVEIS COM OPÇÃO PARA BICO ANTIESTÁTICO PARA MOS/LSI.

### Suporte para ferro de solda



COM ESPONJA VEGETAL  
PARA LIMPEZA  
DAS PONTAS

feito por profissionais  
para profissionais

# AFR

Equipamentos e Acessórios  
Eletrônicos Ltda.  
Rua Camé, 710  
Cep 03121- São Paulo-SP  
Telefone: (011) 914-5667



NOVA ELETRÔNICA

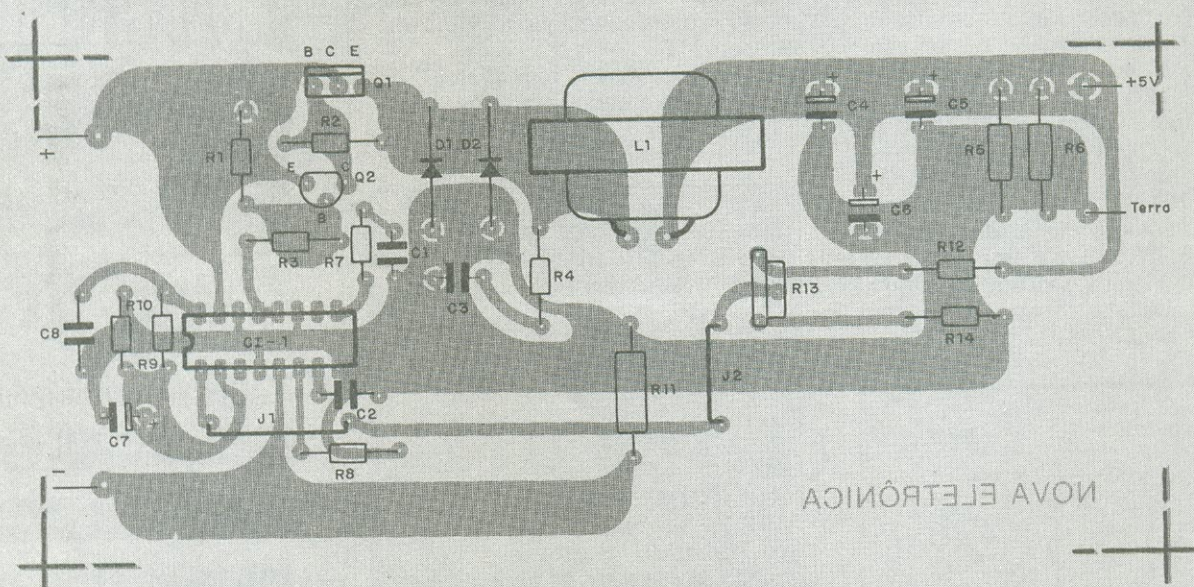
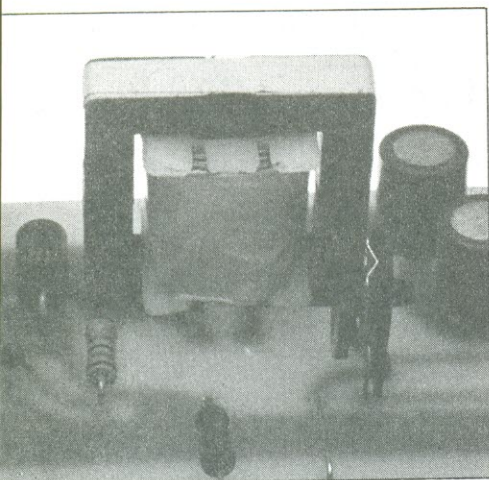


Fig. 5



— Em seguida, calcule o número de espiras necessárias, usando a fórmula:

$$N = \sqrt{1,5 \cdot 10^6 / K}$$

A bitola do fio é sempre 20 AWG.

— Teste, em seguida, dois fatores práticos: se é possível enrolar no núcleo o número de espiras calculado e se o núcleo não irá saturar durante a operação da fonte. Este segundo teste pode ser feito usando-se a expressão:

$$B = \frac{4,5 \cdot 10^5}{N \cdot S}$$

onde N é o número de espiras e S, a seção transversal do núcleo, em cm<sup>2</sup>. Se o valor B ultrapassar o valor máximo da densidade de fluxo de seu núcleo (um

parâmetro que deve ser fornecido pelo fabricante), será preciso recorrer a outro tipo; ou, então, adquirir o modelo sugerido.

Superadas as dificuldades e revisada a montagem, resta apenas ligar a fonte e, com o auxílio de um osciloscópio, ir checando as formas de onda em vários pontos do circuito, acompanhando a sequência da parte teórica. Ajuste então a tensão de saída em 5 V, através do trimpot R13. Por fim, meça a saída com o próprio osciloscópio, para verificar se não estão ocorrendo pulsos de ruído, que podem ser danosos em determinadas aplicações. E, em caso de dúvida, escreva; procuraremos resolver todos os problemas que surgirem.

NE



# Como projetar fontes reguladas fixas — II

**S**ugerimos aos leitores que, antes de lerem esta segunda etapa, dêem uma olhada na primeira parte deste artigo, a fim de recordar os conceitos ali emitidos, e assim poderem acompanhar a continuação com maior segurança. Prosseguindo com o nosso projeto de fonte, vamos agora obter os dados dos itens anteriormente relacionados para o cálculo do valor de R1. Acompanhe pela figura 5 da primeira parte.

**Tensão no coletor de Q1** — A tensão na saída da fonte deve ser de 6 V. Já foi determinado que a tensão coletor-emissor de Q1 deve ser cerca de 5 V. Entre o terminal comum, na figura 5, e o terminal de saída (isto é, o emissor de Q1) há +6 V. Do emissor ao coletor de Q1 há +5 V. Portanto, do comum ao coletor, a tensão será a soma dessas duas, isto é, 11 V. Se escolhermos um transformador convencional de 10 V, esta tensão será realmente de 11 V. Este valor é calculado multiplicando-se a tensão RMS (eficaz) do transformador por 1,1. Se formos de trás para frente — isto é, temos o valor da tensão CC retificada e queremos o valor da tensão CA no transformador —, dividimos o primeiro por 1,1. Este processo, apesar de não ser altamente “científico”, é verificável e perfeitamente adequado para as nossas finalidades. Adotaremos este valor, mas lembre-se de que esta tensão, no coletor de Q1, não é ainda regulada. Mas já temos o primeiro dos itens necessários ao cálculo de R1.

**Tensão na base de Q1** — Esse valor já foi obtido anteriormente: é o valor da tensão do diodo zêner, equivalente à tensão de saída da fonte mais a queda entre base e emissor de Q1. A tensão do zêner foi estabelecida em 6,8 V; portanto,  $V_B = 6,8 \text{ V}$ .

**Ganho do transistor Q1** — Ficou determinado que a corrente de saída seria de 1 A. Esta corrente deverá ser fornecida pela fonte através do transistor Q1. O ganho (beta) de Q1 poderá ser obtido nos manuais de características dos transistores, mas lembre-se de que ele não é absoluto. O beta tem um “espalhamento”, isto é, diferentes transistores do mesmo tipo exibem ganhos diferentes. Alguns manuais dão três valores de beta: mínimo, máximo e o chamado “típico”. Outros catálogos fornecem apenas um valor para o beta, e outros, ainda, valores para alta e baixa corrente.

Suponha que vamos usar em nossa fonte o popular transistor 2N3055. Um catálogo “dos bons” fornece para esse componente uma corrente máxima ( $I_c$ ) de 15 A, ganho na faixa de 20 a 70 para corrente de coletor de 4 A, e ganho de 15 a 120 para corrente de 1 A. Neste caso a média é de 67,5; vamos ser otimistas e adotar um ganho de 50.



**Corrente de base de Q1** — Agora podemos achar a corrente de base. O ganho do transistor é a relação entre a corrente de coletor,  $I_c$ , e a corrente de base,  $I_B$ ; portanto, basta dividir a corrente de coletor pelo ganho e teremos a corrente de base. Dividindo 1 A por 50, obtemos o resultado de 0,02 A, ou  $I_B = 20 \text{ mA}$ .

**Corrente no diodo zêner** — Este é o último item que necessitamos e também já foi mencionado anteriormente. Como os diodos zêner mantêm tensão constante para uma ampla gama de correntes, é comum, em fontes mais complexas, adotar um valor muito pequeno para a corrente zêner. Em nosso caso, porém, esta prática corre o perigo de fazer com que a fonte saia de regulação, caso a tensão de entrada caia a um nível muito baixo. A corrente máxima permitida no nosso diodo de  $6,8 \text{ V} \times 400 \text{ mW}$  é de 58 mA e a corrente de teste é de 20 mA. Adotaremos a metade do valor da corrente de teste. Por quê? Porque é um valor “razoável”, que não dissipa muita potência, mas principalmente para não pôr em perigo a regulação, caso a tensão de entrada caia muito, como veremos.

**Cálculo de R1** — Agora podemos (finalmente) calcular o valor do resistor R1. Mas, por que precisamos de “tanta coisa” para calculá-lo? Normalmente, calcula-se o valor de um resistor pela Lei de Ohm, dividindo a queda de tensão sobre ele pela corrente que o atravessa. E é exatamente o que vamos fazer. A Lei de Ohm não foi revogada. Entretanto, este é um caso especial, pois R1 desempenha um papel de grande importância na nossa fonte. Dele dependem várias coisas, como a corrente no diodo zêner, a corrente de base de Q1, a manutenção da regulação da fonte com tensão de entrada muito baixa e o próprio funcionamento da fonte como um todo.

Mas vamos ao processo, durante o qual veremos por que necessitamos de cinco parâmetros. Primeiramente, a queda de tensão no resistor: ela é dada pela diferença de potencial entre seus extremos, ou seja, a diferença entre as tensões de coletor e de base de Q1, dois dos cinco valores achados anteriormente:

$$11 \text{ V} - 6,8 \text{ V} = 4,2 \text{ V}$$

Portanto, a tensão em R1 é de 4,2 V.

Agora necessitamos da corrente em R1, que é a soma da corrente de base de Q1 com a corrente no diodo zêner — ou seja, mais dois dos cinco valores que achamos antes. E o beta do transistor, para que foi achado? Para calcular a corrente de base, que usaremos agora. Então temos a tensão em R1, que é 4,2 V, e a corrente, que é a soma da corrente do zêner, 10 mA, com a corrente de base, 20 mA, num total de 30 mA. Agora dividiremos 4,2 V por 30 mA, ou 0,03 A, e teremos  $R1 = 140 \Omega$ . Fácil, não é mesmo? Porém, isto não é tudo. Nós achamos o valor de R1 para a tensão de entrada normal. Se essa tensão cair, digamos 15%, o que acontecerá? Vamos ver: 11 V menos 15% são 9,35 V, que proporcionarão em R1 uma queda de  $9,35 \text{ V} - 6,8 \text{ V} = 2,55 \text{ V}$ , resultando em uma corrente de 18,21 mA — inferior à *corrente de base de Q1*.

Temos então que recalcular R1 para a condição de baixa tensão de entrada e depois conferir seu funcionamento com uma tensão de entrada elevada. Para o primeiro caso, vimos que a queda de tensão no resistor é de 2,55 V. Necessitamos de 20 mA no transistor e mais uma corrente mínima no zêner, que vamos estabelecer em 1,5 mA, com um total de



21,5 mA. Isto resulta em um valor de  $118,6 \Omega$  para R1. Arredondaremos para  $120 \Omega$ , que é o valor comercial mais próximo.

**Máximos e mínimos** — Vamos agora verificar o que acontece quando a fonte é submetida a condições extremas. Tais condições são quatro, ao todo:

- 1) Máxima tensão de entrada com carga máxima.
- 2) Máxima tensão de entrada com carga nula (corrente de saída zero).
- 3) Mínima tensão de entrada com carga máxima.
- 4) Mínima tensão de entrada com carga nula.

Para a máxima tensão de entrada, vamos supor um aumento de 15% na tensão da rede. Isto causará também um aumento da tensão retificada na mesma proporção, ou seja, 11 V mais 15% serão 12,65 V, que arredondaremos para 12,6 V. Como a tensão de saída é de 6 V, a tensão coletor-emissor de Q1 será agora de 6,6 V, e como estamos supondo máxima carga, a corrente será de 1 A. Isto resultará em 6,6 W de dissipação de potência no transistor, ainda longe de sua potência máxima. Em R1 haverá agora uma tensão de  $12,6 \text{ V} - 6,8 \text{ V} = 5,8 \text{ V}$ , resultando em uma corrente de  $5,8 \text{ V} / 120 \Omega = 0,0483 \text{ A}$ , ou 48,3 mA. Como  $I_B$  é de 20 mA, restarão 28,3 mA no zêner, que com a tensão de 6,8 V darão 192,4 mW, ainda suportável pelo diodo de 40 mW.

A segunda condição ainda é com máxima tensão de entrada, porém com carga nula — isto é, sem corrente de saída. Neste caso, o componente mais prejudicado é o diodo zêner, que terá de absorver toda a corrente que atravessa R1. Como vimos anteriormente, a tensão no coletor de Q1 é de 12,6 V e a tensão de saída permanece em 6 V. No transistor teremos, portanto, 6,6 V com nenhuma corrente; logo, não haverá dissipação de potência. A queda de tensão em R1 será a mesma, isto é, 5,8 V, assim como a corrente que o atravessa: 48,3 mA. Porém, agora, esta corrente fluirá toda através do diodo, pois não há corrente de base em Q1, e a dissipação no zêner será de 48,3 mA multiplicados por 6,8 V, o que dará 328,4 mW, já perigosamente elevada. Lembre-se, porém, de que esta é uma situação extrema, resultante do casamento de máxima tensão da rede com ausência total de carga na fonte, que é um caso raro. Poderíamos perguntar por que, então, não usamos uma corrente inicial mais baixa no diodo zêner. Veremos isto a seguir.

A condição n.º 3 pode acontecer com muito mais frequência do que a anterior, pois é comum que a fonte esteja sendo solicitada ao máximo e a tensão de entrada caia ao mínimo. Como estamos trabalhando com uma variação de 15%, a tensão no coletor de Q1 cairá para 9,4 V. A tensão no transistor será então de  $9,4 \text{ V} - 6 \text{ V} = 3,4 \text{ V}$  — que, com a corrente máxima de 1 A, dará uma dissipação de 3,4 W no transistor. Sem problemas; vejamos agora o zêner. A queda de tensão em R1 será de  $9,4 \text{ V} - 6,8 \text{ V} = 2,6 \text{ V}$ , que, com  $120 \Omega$ , resultará em uma corrente de 21,7 mA. Com 20 mA sendo drenados pela base de Q1, restará apenas 1,7 mA no zêner. Esta corrente ainda é suficiente para manter a regulação da fonte, porém já perto da perda dessa regulação.

Se quisermos estar mais seguros, podemos escolher um transistor com ganho maior e, portanto, que exija menor corrente de base para a mesma corrente de coletor. Neste caso, teremos que realmente escolher o transistor, medindo seu beta e selecionando aquele que apresentar o maior ganho. Com isso obteremos também maior eficiência de nossa



fonte. Deixaremos a cargo do leitor refazer os cálculos para um transistor de ganho maior — digamos, com um beta igual a 100.

A quarta condição também é rara, pois a carga nula somente existe quando ligamos a fonte inutilmente; mas vamos estudá-la mesmo assim. Já vimos que a mínima tensão de entrada é de 9,4 V, e com carga nula teremos também dissipação nula em Q1. A tensão em R1 será de  $9,4\text{ V} - 6,8\text{ V} = 2,6\text{ V}$ , que, divididos por  $120\ \Omega$ , darão 21,7 mA, corrente esta que fluirá totalmente pelo diodo zêner, resultando em uma dissipação de 147,3 mW. E nada mais acontece.

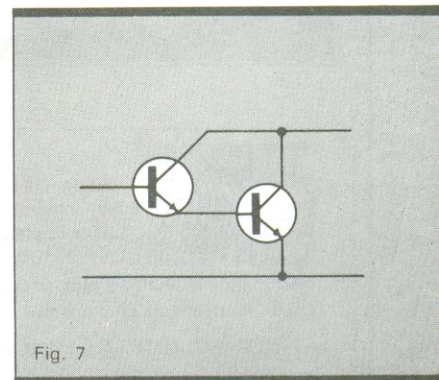
**Parênteses** — Nesta altura, alguns leitores poderão estar um tanto confusos, outros com mil perguntas a fazer e ainda outros indignados com o autor. Por que, afinal, tantos cálculos precisos, com pouca margem para variações, resultando em um projeto crítico e cheio de análises de máximos, mínimos etc.? Fizemos, propositalmente, um projeto “apertado” e com descrições detalhadas, para que o leitor pegue o “espírito da coisa”, e possa aplicar os conceitos em outros projetos mais “folgados”. A idéia é transmitir a você os **princípios de funcionamento** e o **comportamento** do circuito sob circunstâncias diversas, a fim de que você possa ter uma base de conhecimentos em que se apoiar, quando for projetar novos circuitos.

Porém, mais uma vez, lembre-se de que este método não é muito ortodoxo. Ele é mais baseado em “macetes” do que em formulações complexas. Mas produz resultados em menor tempo e com menos trabalho, permitindo que mesmo o iniciante possa construir uma fonte de alimentação que funcione satisfatoriamente.

Usamos intencionalmente um transistor de ganho baixo para demonstrar que esse ganho é fator de máxima importância. Sugerimos ao leitor que vai projetar sua própria fonte que use transistores com o maior ganho possível. Uma solução das mais satisfatórias é usar um transistor do tipo Darlington, que possui ganho altíssimo. Ou, então, “fabricar” seu próprio Darlington, conectando dois transistores, o emissor do primeiro à base do segundo e os dois coletores juntos, como mostra a figura 7. Funcionalmente, essa configuração equivale a um só transistor, cujo ganho é o produto dos ganhos dos dois. Por exemplo, se um transistor tiver ganho 80, e o outro 70, o ganho total será 5 600! O primeiro transistor — aquele que tem o emissor conectado à base do segundo — não deve ser de alta potência, pois ele conduzirá apenas a corrente de base do segundo, mas deve ter potência suficiente para fazer isto com muita folga. No final do artigo daremos um exemplo de cálculo de fonte usando essa técnica.

**Prosseguindo** — Muito bem, nossa fonte está quase pronta. Falta ainda dimensionar o capacitor de filtro e o transformador.

**Capacitor de filtro** — Este componente também desempenha papel muito importante, pois é o responsável pela “transformação” em CC da tensão pulsante da saída do retificador. É claro que não será corrente contínua pura, pois sempre haverá ondulação (conhecida por alguns como *ripple*), mas esta deve ser a mínima possível, certo? Certo. E a mínima ondulação é conseguida com a máxima capacitância, certo? Certo. E a máxima capacitância é um valor infinito, certo? Certo. Então colocaremos no filtro um capacitor de valor infinito, certo? Errado. Tal capacitor



Um transistor Darlington pode ser formado por dois transistores discretos.



não existe. Então colocaremos um capacitor do maior valor possível, certo? Errado.

O que fazer, então? Sejam práticos. Devemos escolher um capacitor que proporcione a melhor filtragem, mas sem nos levar à ruína com seu custo. E sem ocupar um espaço imenso. E sem esquecermos que a regulação da fonte proporciona filtragem adicional para que tenhamos CC quase pura na saída. Mas, afinal, como deve ser dimensionado esse capacitor? Existe mais de uma forma de fazermos isto. Uma delas é através de cálculos, usando uma fórmula padrão. Mas, conforme prometemos, não vamos fazer isto. Outra maneira é através de gráficos existentes para esta finalidade. Calma! Também não vamos usar isto. O que vamos fazer é empregar uma regrinha prática: estipule 1 000 microfarads de capacitância para cada ampère (ou fração de ampère) de corrente da fonte. Depois, acrescente 50% e compre um capacitor de valor comercial imediatamente acima do calculado. Por exemplo, se uma fonte deve fornecer 1,5 A, calcule inicialmente 2 000  $\mu\text{F}$ , acrescente 50%, que são 1 000  $\mu\text{F}$ , somando assim 3 000  $\mu\text{F}$ ; e então use um capacitor de 3 300  $\mu\text{F}$ .

Isso é válido para correntes baixas — até 3 A, digamos. Para valores maiores, dobre a capacitância. No nosso caso, onde a corrente é 1 A, tomamos 1 000  $\mu\text{F}$  e acrescentamos 50%, obtendo 1 500  $\mu\text{F}$ . Podemos usar um capacitor de 2 200  $\mu\text{F}$ , que obteremos uma boa filtragem.

Mas resta ainda determinar uma outra especificação do capacitor, que é sua tensão de isolamento. Como regra geral, deve-se usar capacitor eletrolítico com uma tensão de isolamento próxima à que ele irá realmente trabalhar. No nosso caso, poderíamos adotar um de 15 V, mas será melhor optar por 25 V.

**Transformador** — Já determinamos a tensão CA que deve ter o transformador, quando calculamos o valor da tensão no coletor de Q1. Apenas para recordar: essa tensão é o resultado da divisão da tensão CC que precisamos no filtro dividida por 1,1. Falta determinarmos a corrente que ele deve fornecer. Mas já não especificamos essa corrente em 1 A? Não, não; essa é a corrente que a fonte deverá fornecer. O transformador deve ser capaz de entregar um pouco mais. De preferência, 50% a mais, considerando a qualidade dos transformadores existentes no comércio. Isto, se quisermos evitar aquecimento excessivo, baixa regulação e vida curta. Portanto, nosso transformador deverá ser especificado para 10 V, com 1,5 A. Mas se for para 2 A não fará mal algum.

**Diodos retificadores** — Para os diodos retificadores devemos levar em consideração duas características: a corrente direta e a tensão inversa. Para a corrente podemos adotar a mesma regra que adotamos para o transformador, apenas lembrando que a corrente média em cada diodo é a metade da corrente de saída da fonte (cada diodo conduz apenas em um semiciclo da tensão alternada). Assim sendo, a corrente média nos diodos será de 0,5 A. Podemos adotar diodos para 1 A que estaremos bem servidos. Quanto à tensão inversa, eles devem ser capazes de suportar pelo menos 1,5 vez o valor da tensão CC na saída do retificador — neste caso,  $1,5 \times 11 \text{ V}$ , ou cerca de 17 V, o que qualquer retificador pode suportar. Mas não precisa procurar um tipo para esta tensão. Pode ser para 50 V ou mais, que estará tudo bem.

E agora já temos todos os componentes da fonte especificados. Mas não vamos construir esta fonte. Como?! Depois de tudo isso não vamos



construir nada? Não é bem assim. Dissemos que não vamos construir **esta** fonte. Este projeto, como já foi esclarecido, serviu apenas de base para entendimento dos princípios envolvidos. Esta fonte seria crítica e ineficiente. No final do artigo há um exemplo de projeto de uma outra fonte, muito melhor, mas que obedece aos mesmos princípios básicos expostos até aqui — e que, com pequenas modificações, poderá fornecer tensões diferentes, segundo a necessidade de cada um.

**Fontes com CIs reguladores** — Uma outra maneira de se conseguir fontes reguladas consiste em usar os CIs reguladores de tensão comerciais. Eles são componentes bastante complexos, com diversos transistores e diodos de referência, encerrados em um invólucro semelhante ao de um transistor de potência. Proporcionam muito boa regulação, possuem proteção interna contra curto-circuitos, com limitação de corrente, e facilitam muito o projeto e execução da fonte, pois praticamente não necessitam de componentes externos, a não ser capacitores de filtro. Sua única desvantagem é possuírem valores de tensão prefixados, nem sempre aquele que necessitamos. Esses valores são determinados pelos fabricantes dos CIs, e os mais comuns são 5, 8, 12 e 15 V havendo também para tensões negativas. Quanto à corrente, a faixa é de 100 mA a 3 A, porém os mais facilmente encontráveis são os “de 1 A”.

Também existem CIs reguladores de tensão destinados a fontes de alimentação variáveis e ajustáveis. Mas isto é assunto para uma outra ocasião. E por falar em valor negativo, se o leitor quiser transformar uma fonte positiva em negativa, basta conectar a saída positiva à terra e usar a outra como “vivo”. Mas a inversão tem de ser correta, isto é, **tudo** o que anteriormente ia conectado à terra passa agora a ser conectado ao terminal “vivo”, e apenas a saída anteriormente positiva será agora conectada à terra. Isto pode ser feito também com os CIs reguladores.

A figura 8 ilustra uma fonte de alimentação usando um circuito integrado LM7805C. Este regulador apresenta tensão de saída de 5 V, com capacidade de corrente de 1 A, e admite tensões de entrada entre 7,3 V e 35 V. Mas, naturalmente, ninguém pensaria em colocar 35 V na entrada, o que seria um enorme desperdício de potência. Sua regulação de linha é de apenas 25 mV, para tensões de entrada entre 8 e 12 V e temperatura de junção de 125°C; a regulação de carga, nas mesmas condições, é de 50 mV. Os capacitores C2 e C3 são necessários para maior estabilidade da fonte e filtragem de altas frequências.

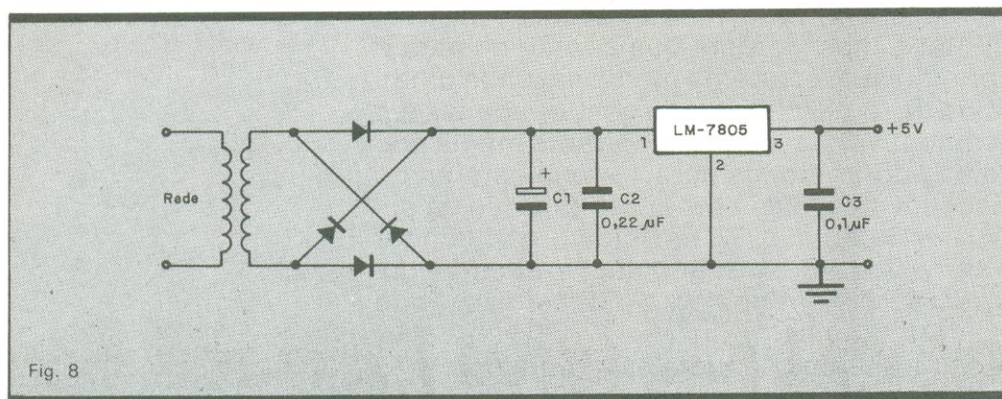


Fig. 8

*Fonte de alimentação empregando um integrado regulador de tensão.*



De qualquer forma, é sempre aconselhável consultar o manual de características do regulador que estivermos usando, pois certos valores e componentes podem ser muito diferentes dos apresentados. Por exemplo, o capacitor C2 nem sempre é necessário, e o C3 pode ter um valor completamente diferente.

É possível, efetuando pequenas modificações, construir fontes, com tensão ou corrente de saída diferente (sempre maior) daquela proporcionada pelo regulador. Isto complica um pouco o projeto e faz perder alguma regulação, mas às vezes o resultado compensa. Os próprios manuais de características dos reguladores fornecem exemplos de aplicação, onde são mostrados esquemas básicos com as alterações necessárias para se construir essas fontes. Sugerimos ao leitor que consulte atentamente esses manuais, estudando os detalhes de características e aplicações, sempre que for empregar um destes dispositivos, mesmo para fontes fixas. Desta forma talvez evite alguma surpresa desagradável, além de poder otimizar seu projeto.

**Conclusão** — Existem vários caminhos na elaboração de projetos, porém todos eles devem levar em consideração determinados fatores básicos, como o objetivo do projeto, as especificações do dispositivo projetado, a teoria de funcionamento desse dispositivo, a maneira como os vários componentes irão interagir, as características desses componentes e seu comportamento na situação específica do dispositivo projetado e, finalmente, os valores dos componentes do conjunto.

Todos esses fatores foram vistos, de uma maneira ou de outra, neste artigo. Cremos que ficou suficientemente claro que o objetivo não era ensinar a projetar a nível industrial ou de laboratório, mas apenas orientar iniciantes, estudantes e hobbistas para uma forma prática e “descomplicada” de fazer pequenos projetos de fontes de alimentação fixas. É claro que não foi dito tudo. Nem seria possível. Deixamos a cargo do leitor interessado aprofundar-se no assunto. Para isto não falta literatura específica (e cara) nas livrarias especializadas. Aliás, não se fazem projetos sem consultar literatura.

Esperamos sinceramente que este artigo seja útil àqueles que dele possam tirar algum proveito. Como sempre, agradecemos antecipadamente qualquer crítica ou comentário (de qualquer natureza, exceto ofensas diretas) que nos possa chegar às mãos. E agora vamos ao prometido exemplo de projeto de uma fonte com melhor desempenho do que aquela vista até agora.

**Caso prático** — O nosso exemplo de projeto é uma fonte básica, que poderá ser modificada de acordo com as necessidades de cada um, e tem as seguintes características:

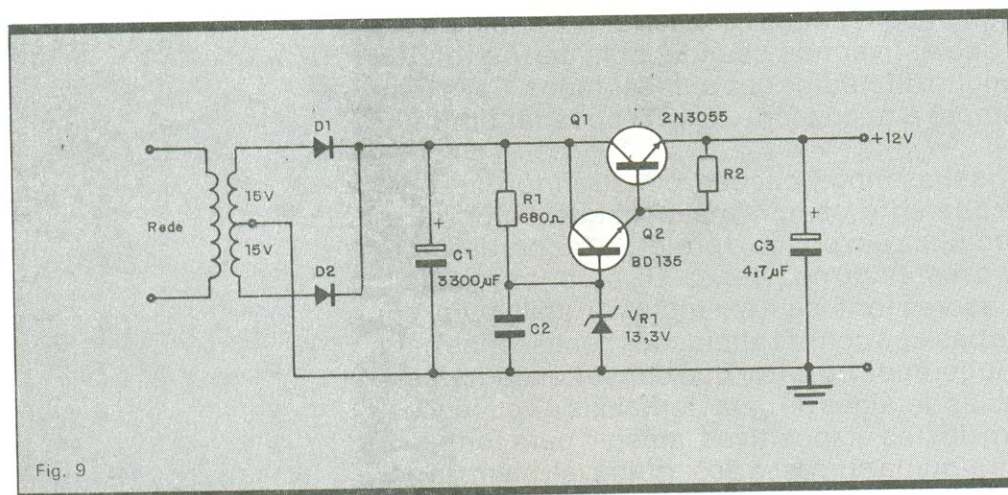
Tensão de saída: 12 V

Corrente máxima: 2 A

Também mostraremos, no final, duas maneiras de se acrescentar limitadores de corrente à fonte, de forma que ela fique protegida contra curto-circuitos e também proteja contra excesso de corrente o dispositivo que vai alimentar.

A figura 9 ilustra a fonte de alimentação do exemplo. Note que foram usados dois transistores em configuração Darlington. Q1 é um 2N3055, que conduzirá a corrente de saída, e Q2 é um BD135, que fornecerá a cor-





Caso-exemplo de fonte empregando transistores na configuração Darlington.

rente de base de Q1. Na forma como está conectado, o par de transistores funcionará como um só transistor, cujo ganho (beta) será o produto dos ganhos de ambos. Assumimos um ganho de 70 para Q1, que é a média dos ganhos máximo e mínimo que ele pode apresentar. Para Q2, assumimos um ganho de 140. E assim o ganho total será de 9 800. Vamos então avaliar os diversos parâmetros da fonte.

**Tensão não regulada** — A tensão não regulada será aquela presente no coletor de Q1. Admitamos um  $V_{CE}$  de 5 V, ou seja, a tensão entre coletor e emissor de Q1 é de 5 V. Os 12 V da saída, somados aos 5 V de  $V_{CE}$ , resultarão em 17 V no coletor de Q1.

**Diodo zêner** — Com uma saída de 12 V, a tensão no zêner será a soma dessa tensão com as tensões entre base e emissor,  $V_{BE}$ , dos **dois** transistores. Somando as tensões base-emissor de ambos teremos cerca de 1,3 V; portanto, o diodo zêner deverá ser de 13,3 V. Porém aqui esbarremos em uma dificuldade, pois não existe zêner para esta tensão. Existe para 13 V ou para 14 V. Temos então duas escolhas: ou tomamos vários diodos de 13 V e escolhemos um que forneça a tensão necessária, ou colocamos dois diodos em série — por exemplo, dois de 6,8 V, que nos darão 13,6 V. Mas lembre-se de que nenhum diodo tem tolerância nula. Sempre haverá variação e o valor real não será o especificado; portanto, se quiser uma tensão de saída com o valor exato, você terá que escolher o zêner que proporcione esse valor. Vamos assumir 13,3 V para o diodo zêner.

E quanto à corrente? Nesta fonte podemos usar um valor menor, pois como estamos trabalhando com transistores na configuração Darlington, a corrente de base será muito pequena; portanto, R1 deverá ser calculada quase que exclusivamente em função da corrente no diodo zêner. Para tornar isto mais claro, vamos calcular primeiro a corrente de base,  $I_B$ , e depois a corrente no zêner.

**Corrente de base** — Os dois transistores na configuração Darlington funcionam como se fossem um só, com ganho de 9 800, conforme vimos. Para calcular a corrente de base, dividimos a corrente de saída pelo ganho:  $2 \text{ A} / 9 800 = 0,0002 \text{ A}$  ou  $I_B = 0,2 \text{ mA}$ .

**Corrente no diodo zêner** — Vamos assumir uma corrente de 5 mA no diodo e, após calcular o valor de R1, verificar o que acontece quando a tensão de entrada cai em 15%, como fizemos no primeiro projeto.



**Resistor R1** — Já temos os elementos necessários ao cálculo de R1, portanto, vamos a ele. Necessitamos da corrente e queda de tensão, para, dividindo uma pela outra, acharmos o valor da resistência. A queda de tensão é a diferença entre a tensão no coletor de Q1/Q2 e a tensão na base de Q1, isto é,  $17\text{ V} - 13,3\text{ V} = 3,7\text{ V}$ . A corrente é a soma das correntes de base de Q1 e do diodo zêner, isto é,  $0,2\text{ mA} + 5\text{ mA} = 5,2\text{ mA}$  ou  $0,0052\text{ A}$ ; portanto:

$$R1 = 3,7\text{ V} / 0,0052\text{ A} \text{ ou } R1 = 711,53\ \Omega$$

O valor comercial mais próximo é  $710\ \Omega$ . Resistores com este valor são um pouco difíceis de encontrar, porém, se usarmos o valor “mais comercial” de  $680\ \Omega$ , não haverá alteração relevante no funcionamento da fonte. Apenas a corrente no zêner será ligeiramente maior. Vejamos de quanto será essa corrente:

$$I_z = (3,7\text{ V} / 680) - 0,0002\text{ A} = 0,00524\text{ A}$$

Portanto  $I_z = 5,24\text{ mA}$ . Se alguém ainda não “captou a idéia”, o que fizemos foi dividir a queda de tensão em R1 pelo valor de R1, obtendo assim a corrente total, da qual subtraímos a corrente de base de Q1, obtendo então a corrente no zêner — que, por sinal, é apenas  $0,24\text{ mA}$  maior do que a que teríamos com o resistor de  $710\ \Omega$ .

Este projeto está saindo bem menos crítico do que o anterior, certo? Certo. E por quê? Simplesmente porque adotamos um transistor de ganho muito grande (falamos em **um** transistor porque os dois conectados na configuração Darlington funcionam como se fossem um único). Mas e quanto a R2? Existe esse outro resistor no esquema, entre a base e o emissor de Q1. Para que serve, e como calculá-lo?

Esse resistor não é propriamente calculado; seu valor é “chutado” (que me perdoem os puristas e ortodoxos). Ele serve para proporcionar um caminho para a corrente de fuga de Q2, que, se não tivesse para onde ir, provocaria o aparecimento de uma corrente indesejável em Q1. Se a corrente de fuga de Q2 for muito pequena, R2 pode até ser eliminado, sem prejuízo para o funcionamento da fonte. O valor de R2 é de  $1\text{ k}\Omega$ .

Existe ainda um outro componente “estranho” aí, o capacitor C2. Sua finalidade é reduzir o ruído gerado pelo diodo zêner e melhorar a regulação da fonte. É muito difícil dizer como é calculado seu valor, pois, em diferentes projetos e conforme a opinião do projetista, ele pode assumir valores na faixa de  $0,1$  a  $100\ \mu\text{F}$ . Assim sendo, sugiro que o leitor coloque o valor que mais lhe agradar.

**Capacitor de filtro** — Elemento essencial ao bom funcionamento da fonte, este capacitor pode ter seu valor calculado segundo fórmulas específicas, ou estimado de acordo com nossas regrinhas práticas, que é o que vamos fazer. Se algum leitor quiser calculá-lo usando o primeiro método e chegar a um valor muito diferente do nosso, por gentileza, não deixe de comunicar este fato ao autor. Entretanto, não deixe de levar em consideração nos seus cálculos que a tolerância dos eletrolíticos anda na faixa de  $-20\%$  a  $+100\%$ .

Voltando ao nosso capacitor, como a fonte deve fornecer  $2\text{ A}$ , C1 deverá ter  $2 \times 1\ 000 + 1\ 000$  microfarads, isto é,  $3\ 000\ \mu\text{F}$ ; adotaremos o valor imediatamente mais alto de  $3\ 300\ \mu\text{F}$ . Porém, se algum leitor quiser colocar um de  $4\ 700\ \mu\text{F}$ , ou dois de  $2\ 200\ \mu\text{F}$  em paralelo, ou qualquer outra coisa parecida, esteja à vontade. A fonte funcionará tão bem, ou até melhor. Mas não exagere, senão correrá o perigo de estourar os diodos retificadores com excesso de corrente, quando a fonte for ligada e o capa-



citor carregado pela primeira vez. Dimensione os diodos adequadamente. Quanto à tensão de isolação, pode ser de 25 V.

**Transformador** — Como provavelmente já notaram, adotamos para esta fonte um transformador com tomada central e utilizamos apenas dois diodos ao invés dos quatro da outra fonte. Isto traz a vantagem evidente de se poder usar dois diodos a menos, porém cada metade do enrolamento secundário deve ter a tensão que necessitamos, com o total do enrolamento fornecendo o dobro da tensão necessária com quatro diodos. Em compensação, cada metade do enrolamento deverá suportar apenas a metade da corrente total, pois cada diodo estará conduzindo apenas em um semiciclo. No final das contas, a potência será a mesma, com ou sem tomada central. O leitor é livre para escolher o que lhe for mais conveniente.

A tensão em cada enrolamento deverá ser o resultado da divisão da tensão não retificada (coletor de Q1/Q2) por 1,1. Efetuando a divisão, obtemos 15,45 V. Adotaremos um transformador de 15 V + 15 V, ou, se preferirem, 30 V, com tomada central.

A corrente especificada para o transformador poderia ser de 2 A, e a fonte funcionaria normalmente, ou quase. Haveria possibilidade de superaquecimento do transformador, com encurtamento de sua vida útil; seria melhor prever um de 2,5 A. Dificilmente, porém, seria encontrado na praça, ao passo que, se usarmos um para 3 A, será mais fácil adquiri-lo e estaremos mais seguros com relação à fonte. E, se por acaso, o leitor quiser construir seu próprio transformador, veja artigo a respeito na *Nova Eletrônica* n.º 99, de maio de 1985. Uma última observação: não se esqueça de especificar o primário de acordo com a tensão da rede local.

**Diodos retificadores** — Cada diodo deverá conduzir metade da corrente média da fonte, portanto cabe 1 A a cada um. Mas... você já sabe: diodos para 2 A. Quanto à tensão reversa, no caso de transformador com tomada central, ela é diferente da especificada para retificadores com quatro diodos. Neste caso, a tensão inversa deve ser três vezes o valor da tensão no filtro. Como temos 17 V no filtro, diodos para 50 V não mais servirão. Devemos especificá-los para 100 V ou mais.

Falta analisarmos um último componente da fonte, o capacitor C3. Ele tem por finalidade proporcionar filtragem adicional, especialmente para as componentes de alta frequência que possam estar presentes no circuito alimentado. Seu valor normalmente não é muito elevado nem muito crítico, mas é aconselhável usar um capacitor de tântalo, em vez de um eletrolítico comum, pois o primeiro tem melhor desempenho em altas frequências. Adotamos o valor de 4,7  $\mu$ F, mas qualquer um outro na faixa de 3,3 a 22  $\mu$ F estará bem. Quanto à tensão de isolação, pode ser de 16 V. Caso se deseje filtragem adicional em altas frequências, pode-se colocar um capacitor cerâmico ou de poliéster entre 10 nF e 100 nF em paralelo com a saída.

E está pronta a fonte. Naturalmente, ela admite muitas variações, tanto na tensão de saída, como na corrente, como em ambas simultaneamente. O leitor poderá adaptá-la segundo suas próprias necessidades. Ah, sim! O limitador de corrente. Não foi esquecimento não. Aí vai ele.

**Limitador de corrente** — Este é um circuito ou dispositivo que, quando incorporado à fonte de alimentação, faz exatamente aquilo que seu nome diz, isto é, ele impõe um limite à corrente que a fonte pode fornecer. Sua finalidade é fornecer dupla proteção: ao circuito que a fonte ali-



menta (proteção esta um tanto duvidosa, pois, se o circuito solicitar mais corrente do que a fonte feita para ele é capaz de fornecer, ele já “foi para o espaço”); e à própria fonte, esta sim bastante efetiva, pois, caso haja um curto-circuito acidental na saída, ou no dispositivo que ela alimenta, sua integridade estará garantida.

Existem diversos tipos de limitadores de corrente, mas todos eles baseados no mesmo princípio, que é o sensoreamento da corrente de saída e o desligamento ou corte da fonte, quando essa corrente atinge um valor preestabelecido. A figura 10 mostra uma parte da fonte da figura 9, acrescida de um transistor e um resistor. O resistor R3, de  $0,3\ \Omega$ , tem a função de sensor da corrente de saída e o transistor Q3 proporciona o corte do regulador quando a corrente atingir 2 A.

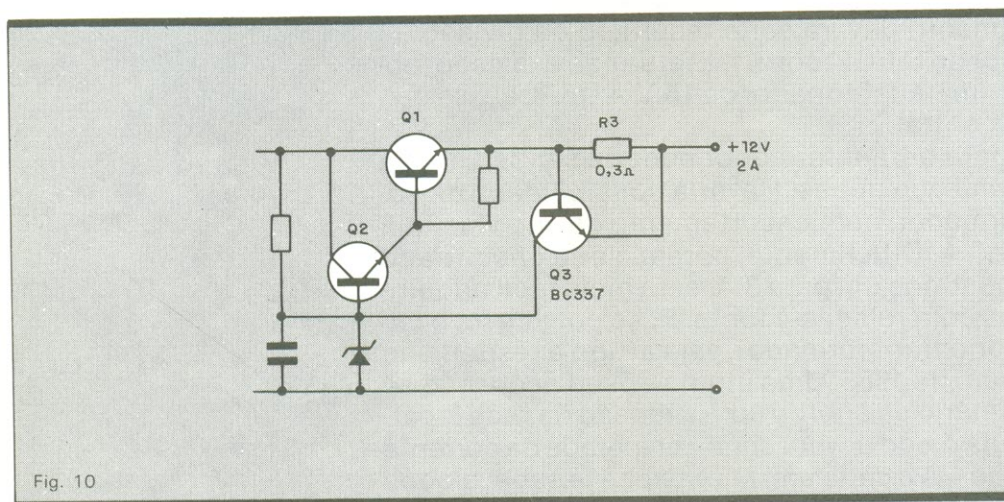


Fig. 10

O circuito funciona assim: quando a corrente de saída atinge 2 A, a queda de tensão sobre R3 será de 0,6 V, o que será também a tensão entre base e emissor de Q3, e fará com que o transistor comece a conduzir. Q3 conduzindo, fará com que a tensão entre a base de Q2 e a saída seja reduzida, provocando assim a redução na condução de Q2 e Q3. Caso a saída seja posta em curto, naturalmente a tensão será zero, mas a corrente ficará fixa em um valor suficiente para manter Q3 conduzindo — neste caso, 2 A. O valor da corrente limitada pode ser escolhido à vontade, ou mesmo tornar-se ajustável, simplesmente fazendo-se R3 ajustável.

Uma outra forma de conseguir o mesmo resultado é mostrada na figura 11. Ali, R3 e Q2 são colocados no lado negativo da fonte, mas obedecendo ao mesmo princípio. Quando a corrente aumenta até 2 A, Q3 conduz, reduzindo a tensão de base de Q2 e, conseqüentemente, sua condução, limitando assim a corrente a 2 A. A propósito, R3 deve ser especificado para 3 W, em nosso caso específico.

*Exemplo de limitador de corrente de saída, conectado ao lado positivo da fonte.*

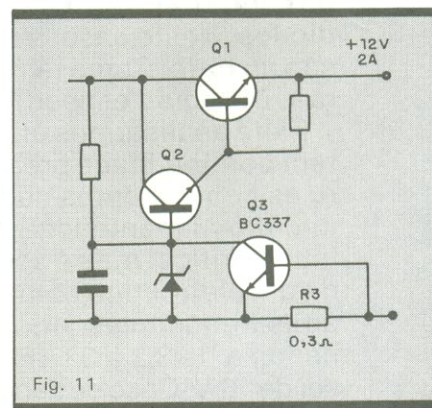


Fig. 11

*O mesmo limitador, agora ligado ao lado negativo da fonte.*



# Antologia da família de reguladores PWM: 1524, 2524 e 3524

*Esses integrados constituem o "coração" das fontes chaveadas e outros circuitos que exigem modulação variável de largura de pulso. Veja como eles podem simplificar seus projetos*

**R**eguladores ou fontes chaveadas, conversores CC para CC, transformadores de polaridade (para fontes CC) e dobradores de tensão constituem algumas das possibilidades abertas por um interessante trio de circuitos integrados: 1524, 2524 e 3524. Basicamente moduladores de largura de pulso reguláveis, esses CIs também atendem às necessidades de vários circuitos de aplicação no controle de potência.

Internamente, cada um dos integrados possui um regulador de +5 V capaz de fornecer até 50 mA aos circuitos externos a ele ligados. Além disso, um amplificador de controle, um oscilador, um modulador de largura de pulso, um biestável para controle da saída, dois transistores de chaveamento e uma seção de limitação de corrente e desligamento (*shutdown*) completam o circuito.

Antes de apresentarmos as características elétricas do CI, vamos dar uma rápida explicação sobre a topologia básica de um regulador chaveado. O diagrama de blocos de um regulador PWM (de largura de pulso) pode ser visto na figura 1. O oscilador, cuja função é produzir um sinal responsável pela temporização do modulador, trabalha com frequência fixa, normalmente superior a 20 kHz. O modulador fornece ao ele-

mento de potência os pulsos com a largura necessária, a qual é controlada pelo amplificador de erro. Este último compara a tensão de saída com uma referência, gerando uma saída proporcional à diferença dos dois sinais. O filtro normalmente é um circuito LC que integra o sinal, produzindo na saída o valor CC correspondente ao valor médio da forma de onda fornecida pelo

elemento de potência. Devido ao uso de alta frequência, esses elementos normalmente são de pequena dimensão.

Mas voltemos ao CI 3524, cujo diagrama de blocos internos e pinagem estão representados na figura 2. Vejamos, rapidamente, a função dos blocos básicos. Começando pelo regulador, podemos dizer que é do tipo linear co-

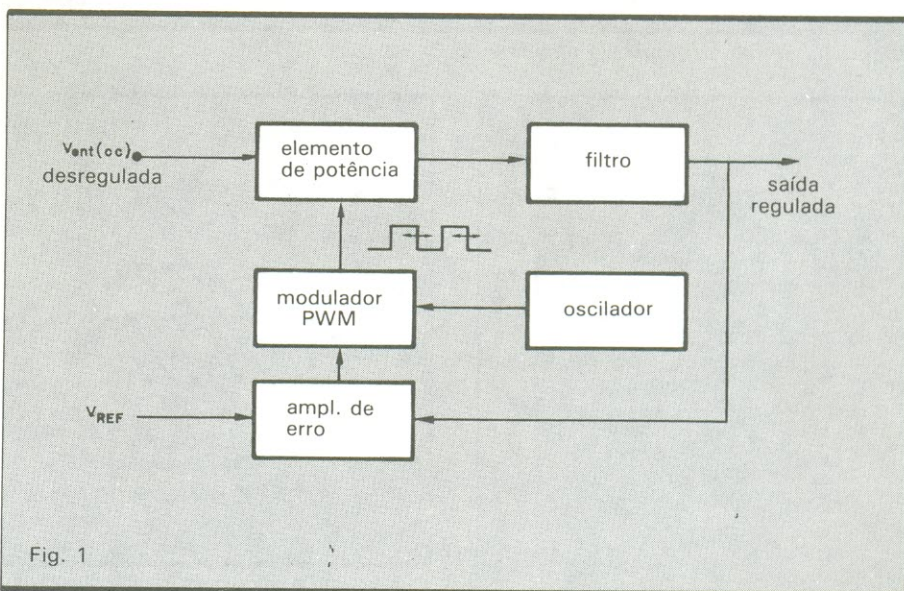


Fig. 1

Diagrama de blocos de um regulador PWM.



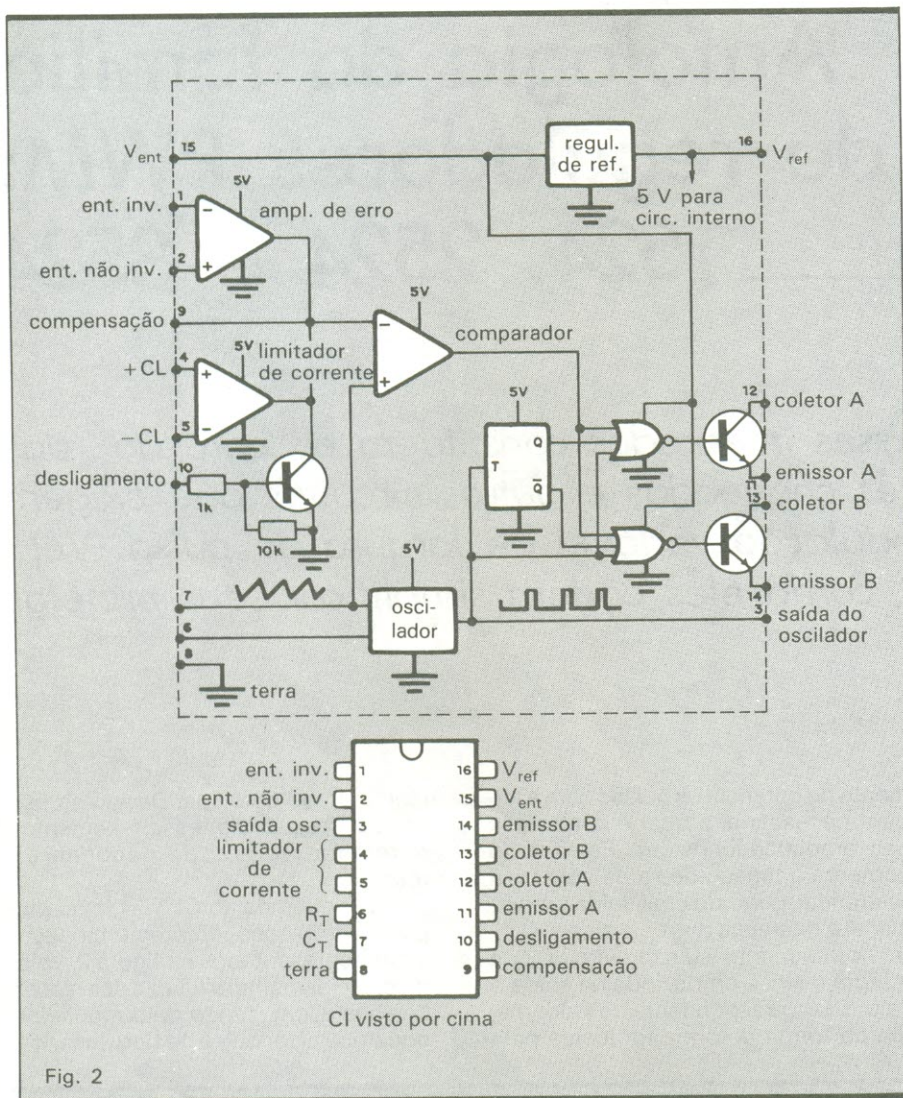
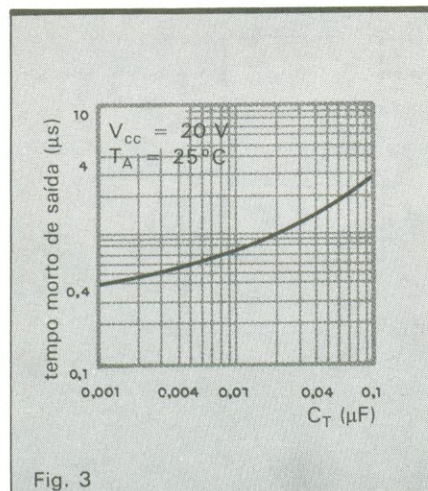
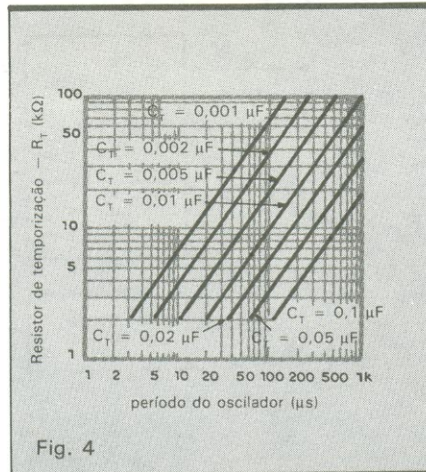


Diagrama de blocos interno e pinagem do CI 3524.

Relação entre o dead time e o valor de  $C_T$ .

Curvas para o cálculo da frequência do oscilador.

mum, protegido contra curto-circuito; ele alimenta boa parte do circuito interno e ainda pode fornecer até 50 mA para uso do projetista. Geralmente o regulador é aproveitado para gerar a tensão de referência citada há pouco, bastando, para isso, um divisor resistivo ligado ao pino 2 do CI (entrada não inversora do amplificador de erro).

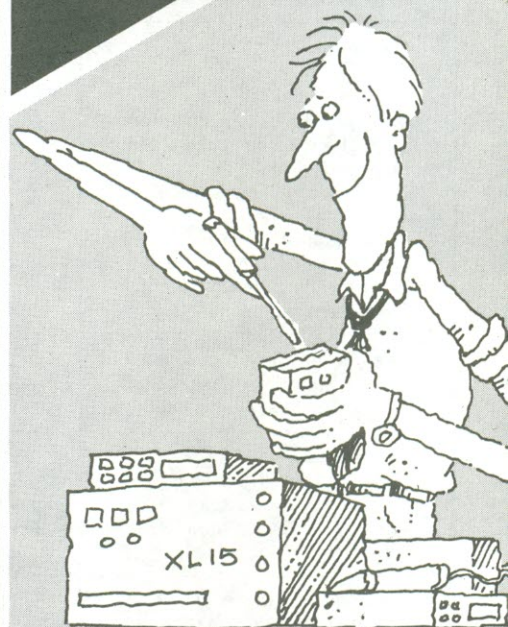
O oscilador do integrado é um astável, no qual a frequência de operação é selecionada através de um resistor e um capacitor ligados aos pinos 6 e 7, respectivamente. Esse oscilador prevê uma saída para disparar o biestável interno, que libera imediatamente o sinal PWM para a saída e inibe a transição brusca de ambas as saídas. Isso impede que ocorra a chamada "condução cruzada", condição perigosa para algumas topologias de fonte com dois transistores, que os faz conduzírem ao mesmo tempo. A largura do pulso de apagamento — chamado de tempo morto ou *dead time* — é controlada pelo valor do capacitor  $C_T$ , segundo a curva apresentada na figura 3. Os valores recomendados para  $R_T$  vão de 1,8 kΩ até 100 kΩ, enquanto  $C_T$  pode ir de 1 nF a 100 nF. Para o cálculo da frequência, a curva é a mostrada na figura 4.

Para ficar mais clara a explicação da geração de PWM, pode-se observar as formas de onda da figura 5. O sinal de saída é transmitido para os transistores *drivers*, dependendo da condição do biestável, ou seja, a frequência em cada transistor é dividida pela metade, com um pulso por vez para cada transistor.

O amplificador de erro é um amplificador diferencial comum por transcondutância. Seu ganho nominal é de 80 dB, normalmente ajustado por uma malha de realimentação ou carregando-se sua saída. Essa carga pode ser puramente resistiva ou uma combinação de cargas reativa e resistiva. Para perceber a variação de ganho, quando usada essa última solução, veja a figura 6, com a curva de resposta em frequência do amplificador de erro. Como se pode notar, ele não funciona como um operacional comum, pois é um amplificador por transcondutância (relação  $I_O/V_i$ ), que permite uma maior flexibilidade ao integrado. Por exemplo, podemos aplicar diretamente uma fonte de tensão ao pino 9, de modo a controlar diretamente o *duty cycle* (ciclo de trabalho) através do comparador. A relação entre essa tensão no pino 9 e o



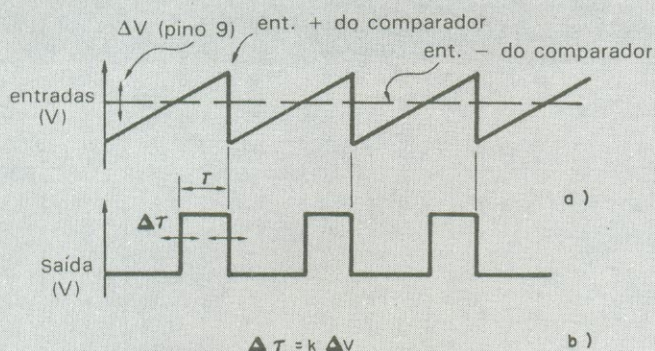
# MONTAGENS INÉDITAS!



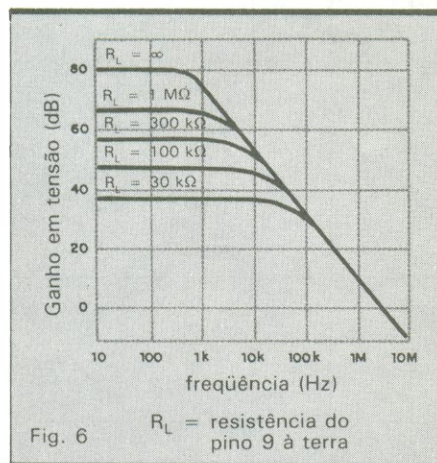
É o que você encontra todo mês em **Nova Eletrônica**. Instrumentos de bancada, circuitos para áudio, dispositivos de uso industrial e sistemas de aplicação geral. Utilizando sempre novos componentes, de fácil aquisição, as montagens são testadas no laboratório da revista e só então liberadas para publicação. O carimbo "aprovado" garante a qualidade das montagens.

## NOVA ELETRÔNICA

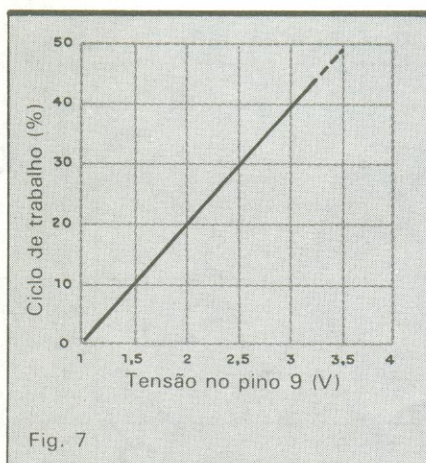
TRADIÇÃO DE EXPERIÊNCIA  
E CONSTANTE ATUALIZAÇÃO



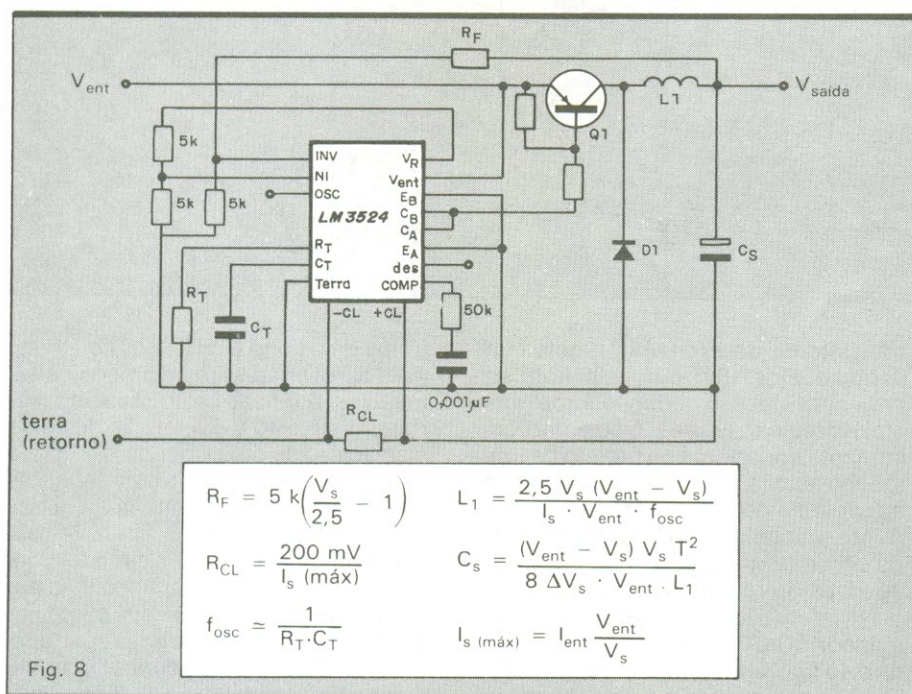
Geração do PWM: sinal nas entradas (a) e na saída (b) do comparador.



Variação do ganho do amplificador de erro.



Controle do ciclo de trabalho através da tensão no pino 9.



Circuito de regulador CC/CC com o 3524 e fórmulas para cálculo dos componentes.



# Características de trabalho dos CIs 1524/2524 e 3524

Tabela 1

Parâmetro	Condições	LM1524/ LM2524			LM3524			Unidades
		MÍN	TIP	MÁX	MÍN	TIP	MÁX	
<b>Referência</b> tensão de saída regulação de linha regulação de carga rejeição de <i>ripple</i> corrente de curto-circuito estabilidade térmica estabilidade a longo prazo	$V_{ent} = 8 \text{ a } 40 \text{ V}$ $I_L = 0 \text{ a } 20 \text{ mA}$ $f = 120 \text{ Hz}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_{ref} = 0$ $T_A = 25^\circ\text{C}$	4,8	5,0 10 20 66 100 0,3 20	5,2 20 50   1	4,6	5,0 10 20 66 100 0,3 20	5,4 30 50   1	V mV mV dB mA % mV/khr
<b>Oscilador</b> frequência máxima precisão inicial variação da freq. com a tensão variação da freq. com a temp. saída no pino 7 largura de pulso (pino 3)	$C_T = 0,001 \mu\text{F}$ , $R_T = 2 \text{ k}\Omega$ $R_T$ e $C_T$ constantes $V_{ent} = 8 \text{ a } 40 \text{ V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$  $C_T = 0,01 \mu\text{F}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$		350 5  3,5 0,5	  1 2   		350 5  3,5 0,5	  1 2   	kHz % % V μs
<b>Amplificador de erro</b> tensão de <i>offset</i> corrente de polariz. de ent. ganho em malha aberta tensão de ent. (modo comum) rejeição em modo comum menor banda de passagem excursão do nível de saída	$V_{CM} = 2,5 \text{ V}$  $T_A = 25^\circ\text{C}$  $A_V = 0 \text{ dB}$	  72 1,8  0,5	0,5 2 80  70 3	5 10  3,4  3,8	  60 1,8  0,5	2 2 80  70 3	10 10 3,4  3,8	mV μA dB V dB MHz V
<b>Comparador</b> ciclo de trabalho máximo limiar de entrada (pino 9) limiar de entrada (pino 9) corrente de polarização	saída ativa em % ciclo de trabalho = 0 ciclo de trabalho máximo	45	1 3,5 - 1		45	1 3,5 - 1		% V V μA
<b>Limitador de corrente</b> sensibilidade de tensão variação c/ a temperatura tensão em modo comum	$V_{(pino 2)} - V_{(pino 1)} \geq 50 \text{ mV}$ pino 9 = 2 V, $T_A = 25^\circ\text{C}$	190 -0,7	200 0,2	210 1	180 -0,7	200 0,2	220 1	mV mV/C V
<b>Saída</b> tensão coletor-emissor corrente de fuga de coletor tensão de saturação tensão de saída no emissor tensão subida tempo de descida corrente total em <i>standby</i>	$V_{CE} = 40 \text{ V}$ $I_C = 50 \text{ mA}$  $V_{ent} = 20 \text{ V}$ , $I_E = -250 \mu\text{A}$ $R_C = 2 \text{ k}\Omega$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_{ent} = 40 \text{ V}$ , pinos 1, 9, 7 8 e 11 aterrados; pino 2 = 2 V todas as demais ent. e saídas abertas	40  17	0,1 1 18 0,2 0,1 5	50 2   10	40  17	0,1 1 18 0,2 0,1 5	50 2   10	V μA V V μs μs mA

*duty cycle* está indicada na figura 7, onde se nota que o LM3524 não atinge os 50% devido ao *dead line* já referido.

A função do bloco limitador de corrente, por sua vez, é sobrepor-se à saída do amplificador de erro, tomando o controle da largura de pulso para si. Essa largura cai para cerca de 25% quando a tensão percebida entre as entradas  $-C_L$  e  $+C_L$  for de 200 mV. Caso essa tensão suba cerca de 10 mV, isso resultará num *duty cycle* nulo.

As saídas são formadas por dois transistores NPN, capazes de fornecer corrente máxima de 100 mA. Esses

transistores de excitação funcionam defasados de  $180^\circ$  e possibilitam ao projetista acesso independente aos emissores e coletores. Isso é particularmente importante no projeto de fontes chaveadas, pois permite adaptar-se a topologia ao que se deseja.

As características elétricas de todos os circuitos internos, nas suas três versões, estão reunidas na Tabela 1.

Na figura 8 temos um exemplo de regulador CC/CC, usando o 3524. A saída é do tipo série, isto é, indutor em série. Os transistores de excitação estão dispostos em paralelo, fazendo desta

forma uma porta E de fio nos coletores, para aproveitamento de ambos os semiciclos. A tensão de entrada pode variar entre 8 e 40 V e a tensão de saída é selecionada pelo valor de  $R_R$ . Para o cálculo dos valores dos componentes podem-se usar as fórmulas incluídas num quadro na mesma figura 8.

Em resumo, temos um circuito híbrido dedicado, ideal para aplicação em reguladores chaveados, que eliminam o inconveniente de se empregar apenas componentes discretos, com desempenho duvidoso, custo mais elevado e implementação difícil.

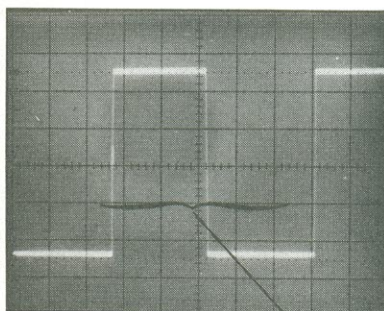
NE



### Exercício 7 — Medida de tempo

A linha horizontal graduada, no centro da tela, é o melhor local para efetuar medições de períodos e tempos. Utilize, para os controles, os mesmos posicionamentos do exercício 6 e centralize a onda quadrada com o auxílio do controle de posição vertical. Passe então ao alinhamento de uma das bordas frontais da onda quadrada com a segunda linha à esquerda da retícula, através do controle de posição horizontal. Certifique-se de que a borda frontal seguinte intercepta a linha horizontal central.

Conte, então, todas as divisões (maiores e menores) cobertas por um ciclo do sinal, ao longo da linha graduada horizontal. Multiplique o resultado pelo valor selecionado na esca-



faça as medições de tempo na linha horizontal do centro da retícula

la SEC/DIV e o valor do período está calculado. Assim, por exemplo, 5,7 divisões vezes 0,2 ms/div. resulta em 1,14 ms (mais uma vez, se o período

da onda quadrada de seu osciloscópio for diferente do aqui obtido, lembre-se de que esse sinal não é uma parte crítica da calibração do aparelho).

### Frequência e outras medições indiretas

As medidas de tensão e tempo já feitas são exemplos de **medição direta**. Uma vez feitas as medições diretas, existem as **medições indiretas**, que podem ser calculadas. A de frequência é um bom exemplo, pois é feita a partir da medição do período — pois, enquanto este é a extensão de tempo requerida para se completar um ciclo de uma forma de onda periódica, frequência é o número de ciclos que “cabem” no espaço de 1 segundo. Sua unidade de medida é o hertz (equivalente a 1 ciclo por segundo) e é chamada de recíproca do período. Dessa forma, um período de 0,00114 s (ou 1,14 ms) equivale à frequência de 877 Hz.

Outros exemplos de medição indireta estão representados na figura 24, todos relativos à corrente alternada.

### Medidas de pulso

As operações que medem pulsos são importantes quando se trabalha com equipamento digital e sistemas de comunicação de dados. Alguns parâmetros que definem um pulso podem ser vistos na figura 20, embora aquela se-

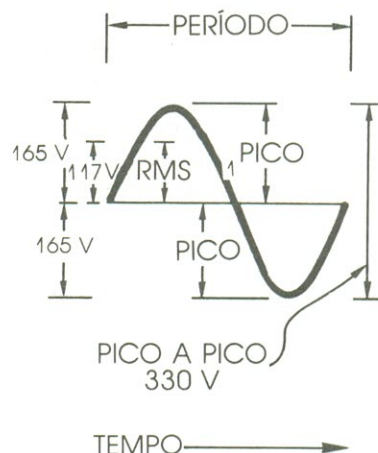
ja uma representação ideal do fenômeno. Os parâmetros mais significativos de um pulso real estão reunidos na figura 25.

Siga as instruções do exercício 8 pa-

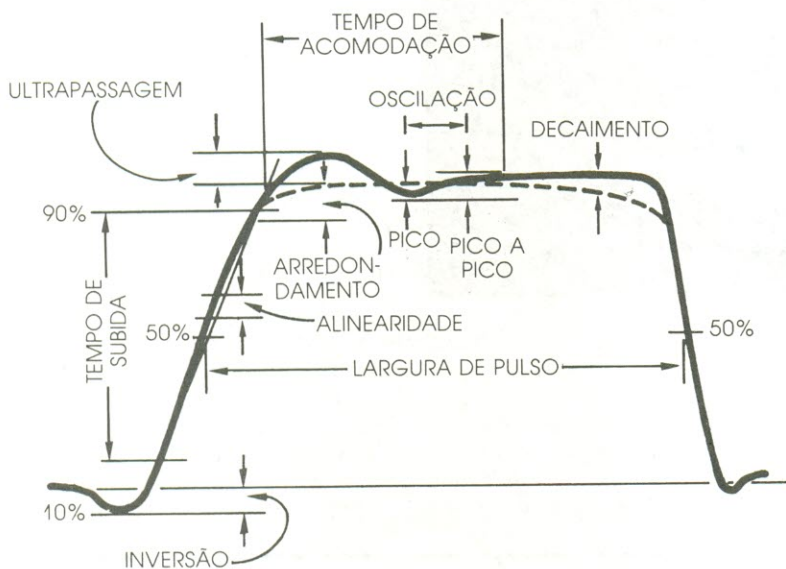
ra fazer medições indiretas com o auxílio da onda quadrada de aferição das pontas de prova. E as do exercício 9, para medir pulsos utilizando o mesmo artifício.

Figura 24

Medições indiretas são o resultado de cálculos feitos após as medições diretas. Assim, por exemplo, as medidas em corrente alternada exigem que se meça a amplitude, antes de mais nada. O valor pico a pico da tensão é o mais fácil de encontrar, logo de início — neste caso, 330 volts, porque a medida pico a pico ignora os sinais de polaridade. A **tensão de pico** é exatamente metade desse valor inicial (quando não há deslocamento em CC), também conhecido por **valor máximo**; neste caso, ela é de 165 V. Já o **valor médio** é a área total sob a curva dividida pelo período (medido em radianos); no caso da senóide, o valor médio é nulo, já que os valores positivo e negativo são iguais. O valor RMS (*root mean square* ou valor médio quadrado) dessa senóide — que tem o mesmo perfil da tensão presente em nossa rede de energia elétrica — equivale ao valor máximo dividido pela raiz quadrada de 2, ou seja:  $165 \div 1,414 = 117$  volts. Pode-se chegar ao mesmo resultado através do valor pico a pico:  $V_{RMS} = \frac{V_{pp}}{2\sqrt{2}}$ .







**Figura 25**  
Na prática, a mensuração de pulsos inclui alguns parâmetros adicionais (todos representados no diagrama), quando comparada à de um pulso ideal. A inversão (*preshoot*) é uma variação de amplitude no sentido oposto, precedendo o pulso. A ultrapassagem (*overshoot*) e o arredondamento são variações que ocorrem após a transição inicial. Por sua vez, a oscilação (ou *ringing*) constitui uma sequência de variações de amplitude — formando, normalmente, uma senóide amortecida — que ocorre após a ultrapassagem. Todos esses parâmetros são expressos em porcentagem. Os demais são: tempo de acomodação, que nos diz o tempo tomado pelo pulso para atingir sua máxima amplitude; decaimento, uma queda da amplitude máxima com o tempo; e alinearidade, qualquer coisa diferente de uma linha reta traçada entre os pontos de transição correspondentes a 10% e 90%.

### Exercício 8 — Medidas indiretas

Com o valor do período obtido no exercício anterior, calcule a frequência da onda quadrada de ajuste. Vamos dar um exemplo, para ilustrar: se o período for de 1 ms, a frequência será recíproca, ou seja,  $1/0,001$  ou 1 000 Hz.

Outras medidas indiretas possíveis são as de ciclo de trabalho, fator de trabalho e taxa de repetição. Ciclo de trabalho é a relação entre a largura de pulso e o período do sinal, expressa em porcentagem ( $0,5 \text{ ms} \div 1 \text{ ms}$  ou 50%). Mas você já sabe que para ondas quadradas esse valor sempre é de 50%. O fator de trabalho, como já vimos, é de 0,5. E a taxa de repetição (que descreve a frequência com que

ocorre um trem de pulsos) é de 1/segundo neste caso, pois essa taxa e a frequência têm valores iguais nas ondas quadradas.

O sinal de ajuste de seu osciloscópio poderá variar ligeiramente dos valores aqui exemplificados, o que lhe dará uma boa oportunidade de refazer os cálculos por conta própria. Mas você pode calcular, ainda, os valores pico a pico, de pico e médio da onda quadrada de ajuste. Não se esqueça de que são necessários os componentes contínuo e alternado do sinal para realizar tais medições; assim, certifique-se de comutar para acoplamento CC no canal vertical que estiver utilizando.

### Exercício 9 — Medida de largura de pulso

Para medir rápida e facilmente a largura de pulso do sinal de ajuste, prepare o osciloscópio para disparar e exibir o canal 1. A ponta de prova deve permanecer ligada à entrada desse canal e à tomada de ajuste. Utilize a posição 0,1 ms/div. e a modalidade horizontal sem retardo (NO DLY no 2213 e A no 2215). Selecione a posição AUTO de disparo na rampa positiva e ajuste o controle de nível para obter, na tela, tanto quanto possível da borda frontal. Comute o acoplamento do canal 1 para GND e centralize a linha de base na tela, bem sobre a linha horizontal graduada.

Volte então para o acoplamento AC (pois isso vai centralizar o sinal na tela) e meça a largura do pulso exatamente sobre o ponto de 50% do sinal. Recorra ao controle de posicionamento horizontal para alinhar esse ponto com a primeira linha vertical da retícula, a partir da esquerda. Você já pode contar as divisões maiores e menores ao longo da linha central horizontal e multiplicar o resultado pelo valor da escala SEC/DIV. A largura de pulso da onda quadrada está calculada.

### Medições de fase

Já sabemos que as formas de onda possuem fase, que é o período de tempo decorrido desde o início do ciclo, medido em graus. Existe também uma relação de fase entre duas ou mais formas de onda: a defasagem (que pode ou não ocorrer). Conhecem-se duas formas de medir a defasagem de dois sinais, que vamos descrever rapidamente.



A primeira consiste em aplicar um sinal a cada canal do osciloscópio, e observá-los diretamente na modalidade chaveada ou alternada. Em seguida, ajusta-se o nível de disparo, até que seja obtida uma tela estável, e mede-se o período das formas de onda. Eleva-se então a velocidade de varredura, de modo a obter algo semelhante ao segundo desenho da figura 22, e mede-se a distância horizontal entre os mesmos pontos dos dois sinais. A defasagem é a diferença de tempo dividida pelo período e multiplicada por 360, para fornecer a medida em graus. Colocar na tela duas formas de onda separadas e medir o deslocamento entre ambas é uma operação que pode ser realizada em qualquer osciloscópio duplo traço — mas não é a única forma de mensurar a fase. Observando o painel frontal do aparelho, nota-se que os conectores de entrada dos dois canais estão designados por "X" e "Y". Além disso, vê-se que a última posição da chave SEC/DIV é justamente "XY" — na qual a base de tempo do aparelho é desligada. Nesse caso, o sinal presente no canal 1 continua sendo o eixo horizontal da tela, mas agora o do canal 2 passa a ser o eixo vertical. Dessa forma, na chamada "modalidade XY", aplica-se um sinal em cada canal e obtêm-se na tela as **figuras de Lissajous** — que receberam esse nome em homenagem a Jules Antoine Lissajous, físico francês. O formato de cada figura indica a defasagem entre os dois sinais, conforme mostra a figura 26, que reúne vários exemplos.

É bom lembrar, porém, que a medição de fase pelas figuras de Lissajous fica limitada, normalmente, à resposta em frequência do amplificador horizontal (que em geral exibe uma largura de banda bem inferior à dos canais verticais). Por outro lado, certos osciloscópios ou monitores especializados nesse tipo de medida têm amplificadores horizontais e verticais com o mesmo desempenho.

#### Medições na modalidade XY

Determinar a defasagem de dois sinais senoidais por meio das figuras de

Lissajous é apenas um exemplo de utilização da modalidade XY, que também pode ser usada em outros casos. Tais figuras são igualmente úteis no cálculo da frequência de um sinal, a partir de outro com frequência conhecida, aplicado ao segundo canal. Esse método pode ser extremamente preciso desde que o valor conhecido de frequência também o seja, e se ambos os sinais forem senóides. As figuras geradas podem ser vistas na figura 26, onde foram reunidos os efeitos de deslocamento de frequência e fase.

Análise de componentes, em manutenção ou produção, é outro uso típico do modo XY, exigindo apenas um circuito para teste de transistores como o representado na figura 27.

Existem várias outras aplicações que

empregam essa técnica de medição, como manutenção de TV, análise de motores e conserto de transceptores, por exemplo. De fato, na prática, sempre que houver fenômenos físicos que sejam interdependentes e não dependentes do tempo, a medida pelo método XY será a solução. Outros exemplos: velocidade e torque de motores, pressão e volume de líquidos ou gases e resistência do ar e força de sustentação, em aerodinâmica. Com o transdutor apropriado, o osciloscópio pode ser utilizado em qualquer uma dessas medições.

#### Medidas diferenciais

A modalidade vertical ADD e o botão inversor do canal 2, dois recursos da série 2200, permitem realizar as chamadas medições diferenciais. Normalmen-

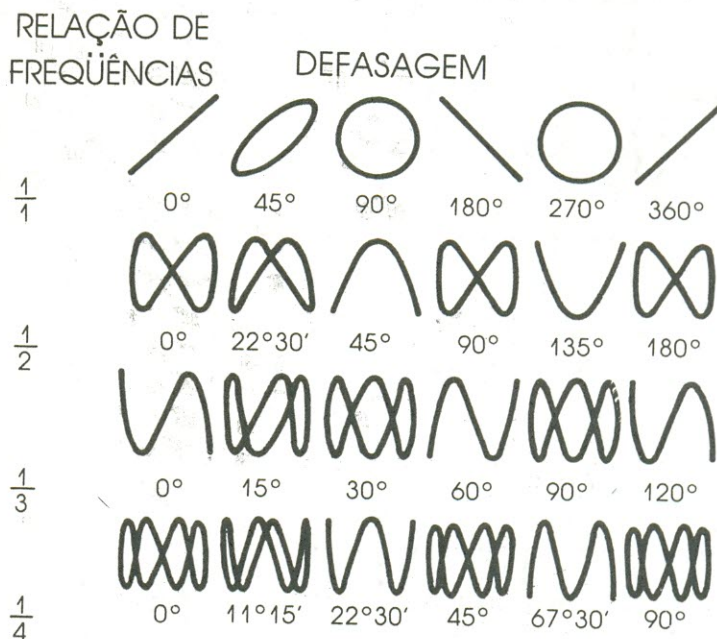


Figura 26

A medição de frequência pelas figuras de Lissajous necessita de uma senóide conhecida, aplicada em um dos canais. Na ausência de defasagem, a razão entre o sinal conhecido e o desconhecido vai corresponder à relação entre os lóbulos horizontal e vertical da figura. Quando as frequências são iguais, apenas os deslocamentos de fase afetam a figura. Nos desenhos apresentados estão ilustradas tanto diferenças de fase como de frequência.



te, esse tipo de medida elimina componentes indesejáveis dos sinais. Se houver à disposição, por exemplo, um sinal bem semelhante ao ruído que se deseja eliminar, o procedimento é bastante simples. Basta aplicar, ao canal 1, o sinal contendo a informação espúria, enquanto o canal 2 recebe o sinal que reproduz o ruído. As duas chaves acopladoras de entrada devem estar posicionadas em DC (ou AC, caso os componentes CC do sinal sejam muito elevados) e a modalidade vertical deve ser a alternada, deslocando-se as chaves correspondentes para BOTH e ALT.

Em seguida, colocam-se as chaves VOLTS/DIV de modo que os dois sinais apresentem aproximadamente a mesma amplitude. O próximo passo consiste em mover a chave VERTICAL MODE da direita para a posição ADD e pressionar o botão INVERT, de forma que os sinais tenham polaridades opostas.

Utilizando a chave VOLTS/DIV do canal 2 e o respectivo botão VAR, com o objetivo de cancelar ao máximo o sinal comum, o que permanece na tela é um sinal contendo somente a porção desejável da entrada do canal 1. Em ou-

tras palavras, os dois sinais de mesmo formato cancelam-se mutuamente, deixando apenas a diferença entre ambos.

### Utilizando o eixo Z

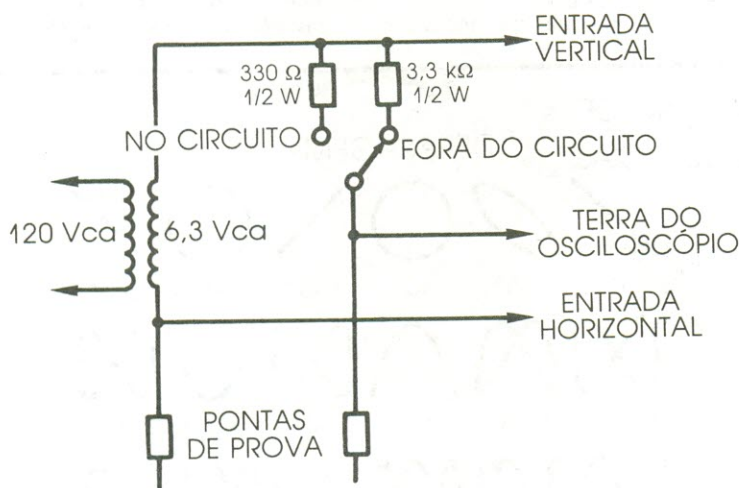
Antes de prosseguir, vamos relembrar, da Parte I do curso, que o TRC do osciloscópio dispõe de três eixos de informação: X ou componente horizontal do gráfico, Y ou correspondente vertical e Z ou controle de brilho do feixe de elétrons. Os instrumentos da série 2200 prevêem uma entrada para o eixo Z, colocada sempre no painel traseiro. Essa entrada permite variar o brilho (ou seja, modular a intensidade) do sinal presente na tela, por meio de um sinal externo. O eixo Z aceita sinais de até 30 V, dentro de uma gama de frequências que se estende de CC a 5 MHz. Tensões positivas reduzem o brilho e tensões negativas o elevam, sendo que variações de 5 V já provocam mudanças visíveis.

A entrada do eixo Z representa uma grande vantagem para usuários que precisam implementar seus instrumentos para longas séries de testes. Um bom exemplo é a análise de equipamentos de alta-fidelidade, ilustrada na figura 29.

### Empregando o disparo para TV

O sinal composto de vídeo consiste em dois campos, cada um contendo 262 linhas, aproximadamente. Diversos osciloscópios oferecem disparo próprio para TV, a fim de simplificar a observação de sinais de vídeo. É comum, no entanto, que o aparelho dispare sobre campos em algumas velocidades de varredura e sobre linhas em outras. Os modelos da série 2200, ao contrário, permitem disparar sobre campos ou linhas em qualquer velocidade de varredura.

Para observar os campos do sinal de vídeo com qualquer modelo da série 2200, utiliza-se a modalidade TV FIELD,



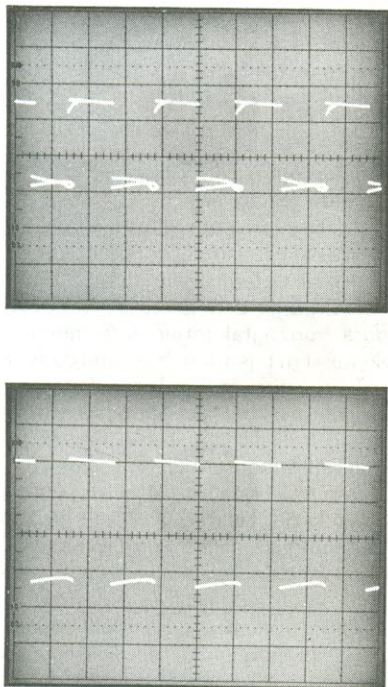
### FORMAS DE ONDA



**Figura 27**

A análise de componentes pela modalidade XY requer o testador de transistores aqui esquematizado. Estando ele ligado ao osciloscópio e este implementado para medições XY, o estado dos componentes é indicado pelas figuras relacionadas logo abaixo do desenho. As formas de onda mostradas, porém, valem apenas para componentes analisados fora do circuito; no caso de testes dentro do circuito, as figuras serão diferentes, devido aos resistores e capacitores associados ao componente.





**Figura 28**

A medição diferencial permite remover informações indesejáveis de um sinal sempre que pudermos dispor de outro sinal que se assemelhe a tais informações. No exemplo exposto, a primeira ilustração exibe uma onda quadrada de 1 kHz "contaminada" por uma senóide de 60 Hz. Uma vez que o componente comum (a senóide) esteja também aplicado ao canal 2, e esse canal esteja invertido, os sinais podem ser somados, por intermédio da modalidade vertical ADD. O resultado pode ser apreciado na segunda ilustração.

que permite disparar sobre o primeiro ou segundo campo, ao mesmo ritmo dos campos do sinal composto de vídeo. Como o circuito de disparo não tem condições de distinguir entre os dois campos, ele vai atuar alternadamente sobre ambos — e a tela aparecerá confusa, se for observada apenas uma linha por vez.

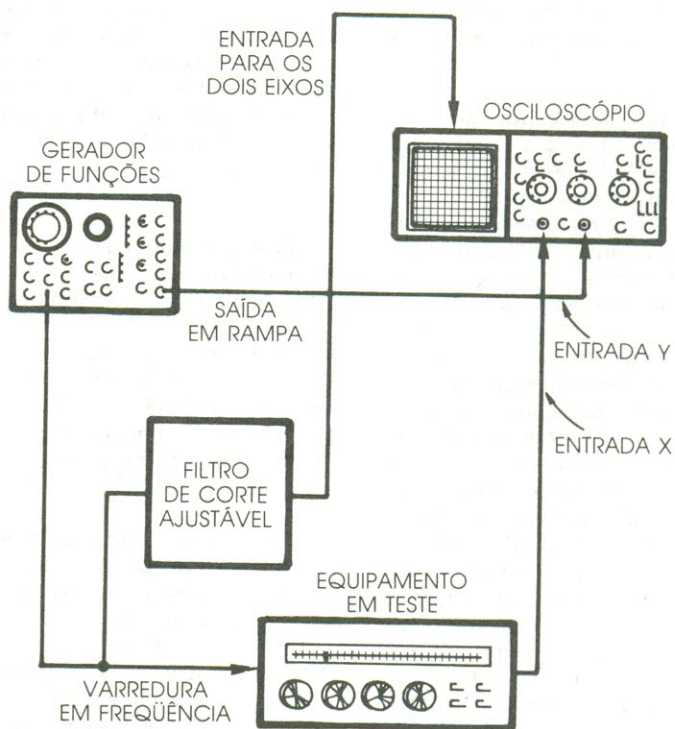
Para evitar esse problema, acrescenta-se tempo de retenção, o que pode ser

feito de duas maneiras: utilizando o controle de retenção variável ou simplesmente comutando a chave de operação vertical para exibir os dois canais simultaneamente. Em consequência, o tempo total de retenção em um canal será maior que o período de um campo. É preciso lembrar apenas de tirar da tela o traço do canal inativo, a fim de evitar confusões.

Outro fator importante consiste em

selecionar a rampa de disparo que corresponda à borda do sinal onde estão localizados os pulsos de sincronismo. A melhor alternativa, que possibilita observar o maior número possível de pulsos, é a que envolve uma rampa descendente, na porção inferior da forma de onda.

Por outro lado, sempre que se precisar fazer a observação sobre as linhas do sinal composto de vídeo, emprega-



**Figura 29**

A utilização do eixo Z pode proporcionar informações adicionais à tela do osciloscópio. Na implementação que vemos aqui, um gerador de funções "varre" as frequências de interesse — no caso, entre 20 Hz e 20 kHz. Um filtro de corte ajustável produz, então, uma sinalização (em 15 kHz, digamos) e esse sinal é aplicado à entrada do eixo Z, a fim de intensificar o brilho do traço. Esse procedimento permite avaliar em instantes o desempenho global do aparelho.



se a modalidade NORM de *trigger*, disparando sobre os pulsos de sincronismo horizontal, para se obter uma tela estável. Nesse caso, torna-se conveniente selecionar o nível de apagamento do sinal de sincronismo, a fim de que a frequência vertical não provoque o duplo disparo.

#### Usando a varredura com retardo

Como vimos, essa é a técnica que acrescenta períodos precisos de tempo entre o ponto de disparo e o início da varredura na tela. Normalmente, a varredura com retardo é utilizada como um recurso a mais em medições (um bom exemplo é a medida do tempo de subida, no exercício 10). De fato, para medir tempos de subida sem esse recurso, é preciso disparar exatamente na borda anterior à transição visada. Com o atraso de varredura, tem-se a liberdade de disparar em qualquer ponto da forma de onda exibida e utilizar o controle de retardo para iniciar a varredura exatamente no ponto desejado.

Em certos casos, porém, essa é a **única** forma de realizar uma medição. Pode-se supor, a título de exemplo, que a parte do sinal que se deseja medir esteja tão distante do único ponto de disparo possível, que jamais aparecerá na tela. Um problema cuja solução típica consiste em introduzir retardo na varredura, simplesmente disparando onde for possível e atrasando até o ponto em que se deseja iniciar a exibição na tela.

Existe uma variante da varredura com retardo que é utilizada com muita frequência: a varredura intensificada, que torna possível empregar esse recurso como um "reforçador" posicionável. Ela se resume em usar normalmente o disparo e a modalidade horizontal intensificada. Desse modo, o sinal presente na tela irá exibir uma zona mais brilhante após o período de retardo.

Para utilizar essa opção, basta posicionar o tempo de retardo (e a zona intensificada) na porção de interesse do sinal. Comuta-se então para a modalidade atrasada e eleva-se a velocidade de varredura, a fim de reforçar a parte

selecionada do sinal, para examiná-la em detalhes.

Como os aparelhos da série 2200 possuem dois tipos de varredura com retardo, leia os textos e faça os exercícios que vêm a seguir, de acordo com seu caso: "Osciloscópios de base de tempo simples" e o exercício 10 para aparelhos semelhantes ao Tektronix 2213; e "Osciloscópios de dupla base de tempo" e o exercício 11 para casos iguais ao do 2215.

#### Osciloscópios com base de tempo simples

São poucos os osciloscópios de apenas uma base de tempo que oferecem medição com varredura atrasada. Os modelos que dispõem desse recurso devem ser semelhantes ao Tektronix 2213, que possui três modalidades distintas de operação horizontal, designadas em seu painel como NO DLY, INTENS e DLY'D.

Quando a chave de modalidade horizontal é comutada para NO DLY (sem retardo), permite-se apenas a operação da varredura normal.

Na posição INTENS (varredura intensificada), o osciloscópio vai apresentar a varredura normal, e o traço será intensificado após um certo retardo. O nível desse atraso pode ser determinado tanto pela chave DELAY TIME (onde é possível selecionar 0,5  $\mu$ s, 10  $\mu$ s ou 0,2 ms) como pelo controle DELAY TIME MULTIPLIER. Esse multiplicador permite selecionar tempos entre 1 e 20 vezes superiores ao assinalado na escala.

A terceira posição, DLY'D (com retardo), faz com que a varredura tenha início após o período de atraso escolhido. Uma vez comutado o aparelho para essa posição, pode-se girar o controle SEC/DIV para uma varredura mais rápida, a fim de examinar a forma de onda em seus mínimos detalhes.

Essas possibilidades de operação horizontal deveriam começar a esclarecer quão útil pode ser o recurso da varredura com retardo. Na prática, convém iniciar-se nesses segredos pelas medidas do tempo de subida, descritas mais

adiante. (Informamos antecipadamente que, ao se realizar medições de tempos de subida, é essencial levar em conta o tempo de subida do próprio instrumento de medida. Para mais detalhes, consulte o 10º capítulo.)

#### Osciloscópios com dupla base de tempo

A varredura com retardo é mais comumente encontrada em osciloscópios com base de tempo dupla, como o 2215 da Tektronix, com geradores de varredura horizontal totalmente independentes. Em tais aparelhos, uma das varreduras é disparada pela forma normal, enquanto o início da segunda sofre um atraso. Para distingui-las no texto, a varredura normal será chamada de "varredura A", enquanto a atrasada será conhecida por "varredura B". O espaço de tempo decorrido entre o início da primeira e da segunda varredura receberá o nome de **retardo** ou **atraso**.

Os instrumentos com dupla base de tempo proporcionam todos os recursos de medição tradicionais, além de:

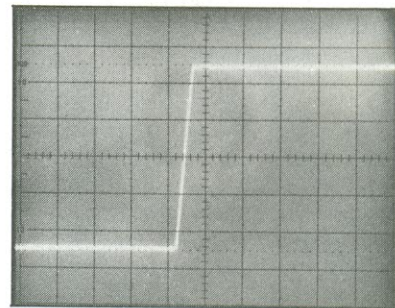
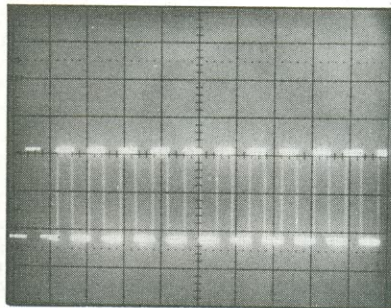
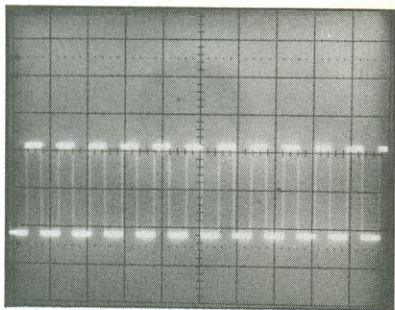
- comparações muito convenientes entre sinais por meio de duas varreduras diferentes;
- disparo de varreduras com retardo sem qualquer instabilidade;
- precisão de 1,5% nas medidas de tempo.

Grande parte desse desempenho adicional tornou-se possível graças à possibilidade de controlar separadamente as duas velocidades de varredura e utilizá-las em três modalidades diferentes de operação horizontal. Tais modalidades, em um modelo 2215, são: varredura A ou B isolada, A intensificada por B ou B com retardo. A chave HORIZONTAL MODE comanda as modalidades de operação e as duas chaves SEC/DIV — montadas de forma concêntrica nesse modelo de osciloscópio — controlam os tempos de varredura. Veja a figura 30.

Ao se utilizar a posição ALT da chave de modalidades horizontais, o osciloscópio irá apresentar a varredura A intensificada pela B e esta, atrasada. A medida que se comuta a chave



## Exercício 10 — Medidas com o 2213, usando a varredura com retardo



1. Ligue a ponta de prova ao conector do canal 1 e à tomada de ajuste; ligue a extensão de terra da sonda ao pescoço do conector 2, certificando-se de que está compensada.

2. Posicione os controles da seguinte forma: a chave VOLTS/DIV do canal 1 em 0,2, usando a porção da escala válida para pontas de prova tipo 10X; o acoplamento de CH 1 em CA; modalidade vertical em CH 1; modalidade de disparo em AUTO; rampa de disparo negativa (-); fonte de disparo em INT (interno); a chave INT, de disparo em CH 1 ou VERT MODE; a modalidade horizontal, em NO DLY; e a chave SEC/DIV em 0,5 ms. Verifique, por fim, todos os controles variáveis, para conferir se estão em suas posições calibradas (ou de repouso).

3. Comute o acoplamento de entrada para GND (terra) e centralize o traço. Volte para a posição AC e ajuste o controle de nível do trigger, até obter uma tela estável. A forma de onda deverá ter a aparência da primeira foto, logo acima.

4. Já que as medidas de tempo de subida saem mais perfeitas quando realizadas em velocidades de varredura mais elevadas, comute a chave SEC/DIV para 2  $\mu$ s. Use então o controle de nível do disparo para tentar obter, na tela, toda a transição positiva. Você verá que é impossível, pois perdemos o disparo sempre que saímos da rampa visada.

5. Volte à posição 0,5 mV/divisão e comute o aparelho para a modalidade intensificada, por intermédio da chave de modalidade horizontal. Posicione o controle DELAY TIME em 0,2 ms e utilize o DELAY TIME MULTIPLIER para deslocar a zona intensificada do sinal para um ponto imediatamente anterior à primeira transição positiva completa da onda quadrada. A área intensificada mostra agora onde terá início a varredura com retardo, a exemplo da segunda foto.

6. Comute a modalidade horizontal para DLY'D (com retardo) e a chave SEC/DIV para 5  $\mu$ s. É possível, agora, usar o comando de posicionamento horizontal e o DELAY TIME MULTI-

PLIER para obter uma única transição na tela.

7. Comute para 0,1 V/divisão e alinhe o sinal com as linhas tracejadas da retícula correspondentes a 0 e 100%. Caso o sinal não "encaixe" perfeitamente entre esses dois pontos, você terá que contar as divisões maiores e menores ocupadas pelo mesmo e estimar o tempo de subida — ignorando, porém, a primeira e a última transição de 10%.

8. Use o controle de posicionamento horizontal para deslocar a forma de onda, até que ela cruze uma linha vertical da retícula correspondente a 10%. Gire então o controle de foco até obter um traço bem nítido e faça a medição. Para isso, conte as divisões entre aquela linha vertical e a que corresponde à marcação de 90%, na rampa de subida, como ocorre na terceira foto da série. Assim, por exemplo, se o resultado for uma divisão grande e quatro pequenas, teremos:

$$1,8 \times 5 \mu s = 9 \mu s$$

SEC/DIV do canal B para varreduras mais e mais rápidas, pode-se ver a zona intensificada do traço A sendo reduzida e a varredura B expandida pelas novas velocidades. Girando o botão do controle B DELAY TIME POSITION, altera-se o ponto de início da varredu-

ra B e vê-se a área intensificada deslocar-se ao longo do traço A, enquanto a forma de onda B varia.

Tudo isso soa mais complexo em palavras do que é realmente na prática. Ao utilizar o osciloscópio no exercício 11, porém, qualquer um será capaz de

usar esses recursos com desenvoltura. Será fácil ver exatamente onde começa a varredura B. Além disso, a dimensão da zona intensificada poderá ser usada para julgar que valor de varredura do canal B permitirá realizar a medida desejada.



### Medidas com duas velocidades de varredura

Nada como analisar um sinal por meio de duas velocidades de varredura para simplificar as mais complexas medições de tempo. Enquanto a varredura A fornece uma extensão considerável do sinal, com a zona intensificada mostrando onde a varredura B está posicionada, esta apresenta detalhes ampliados de pequenas partes do mesmo. Esse recurso é de grande utilidade em um sem-número de aplicações. A figura 31 traz dois exemplos dessa possibilidade.

Como o osciloscópio permite levar para a tela as varreduras A e B dos dois canais, até quatro traços poderão aparecer simultaneamente. Para evitar a sobreposição de traços, muitos aparelhos com dupla base de tempo oferecem um controle de posicionamento adicional. No caso do 2215, ele foi denominado ALT SWP SEP, que significa "separação de varredura alternada". Ele e os dois controles de posicionamento vertical permitem que os quatro traços "convivam" na tela sem confusões.

### O disparo separado do canal B

A ocorrência de instabilidades pode impedir a medição precisa de sinais que não são perfeitamente periódicos. Mas dispondo de duas bases de tempo e da varredura com retardo, pode-se resolver o problema com o auxílio do disparo separado para o canal B. Basta acionar o disparo normal do canal A e deslocar a zona intensificada para fora da porção de sinal que vai ser analisada. Em seguida, ajusta-se o osciloscópio para fornecer uma varredura B sob disparo, ao invés de permitir que ela siga o tempo de retardo.

No modelo 2215, o controle B TRIGGER LEVEL (nível de disparo do canal B) executa uma dupla função. Voltado totalmente para o sentido horário, ele permite que a varredura B obedeça o tempo de retardo. Em qualquer outra posição, porém, atua como um controle de nível de disparo para o segundo canal. Além dele, há também o B TRIGGER SLOPE (controle da

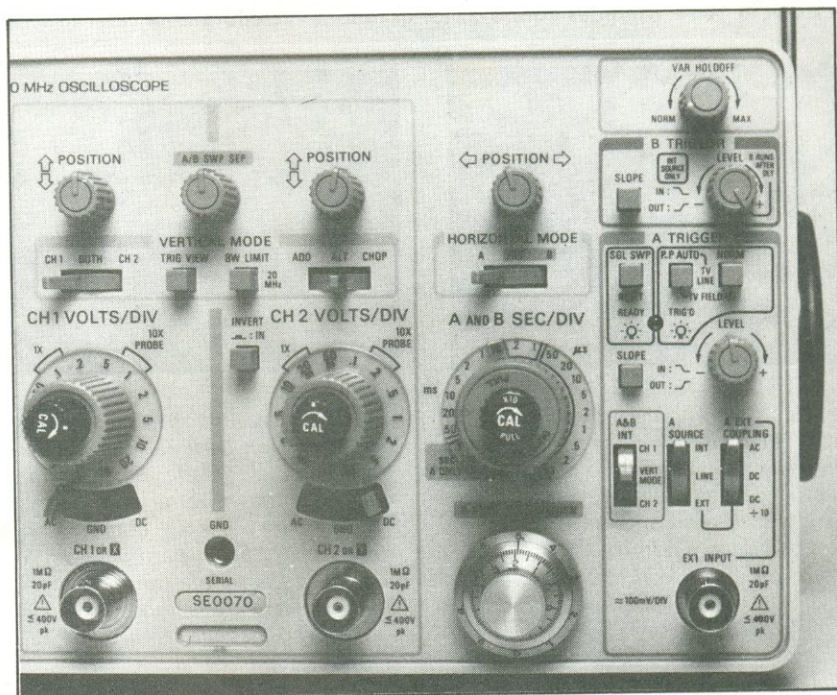


Figura 30

Os controles da varredura com retardo do modelo 2215 aparecem todos na foto acima e incluem: HORIZONTAL MODE (sob o controle de posicionamento horizontal); SLOPE e LEVEL, do disparo do canal B; A/B SWP SEP (separação da varredura alternada, entre os dois controles de posicionamento vertical); e um controle concêntrico para o comando SEC/DIV dos canais A e B. A escala do B DELAY TIME POSITION encontra-se na parte inferior da coluna referente aos controles horizontais.

rampa de disparo para o canal B), que permite selecionar transições positivas ou negativas para o disparo B.

Por intermédio desses dois comandos, pode-se obter uma varredura B estável, mesmo com a existência de instabilidades na varredura A.

### Maior precisão na medida de tempo

Além de permitir o exame de sinais com duas velocidades de varredura e a visualização da varredura B sem instabilidades, o osciloscópio de dupla base de tempo possibilita medições de tempo mais acuradas.

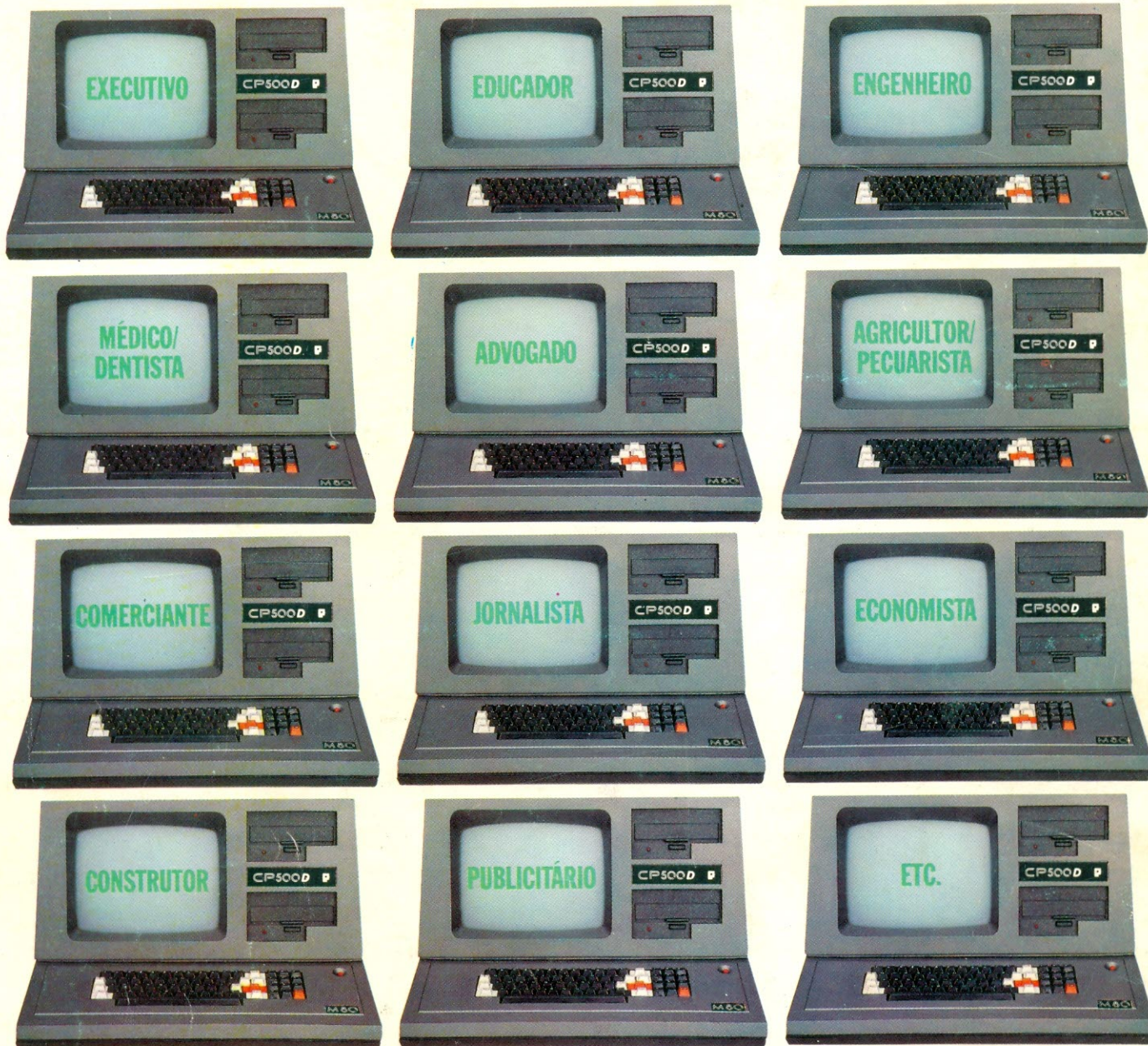
Observando o controle B DELAY TIME POSITION (posição do retardo B),

vê-se que é, ao mesmo tempo, um indicador de medida e um dispositivo de posicionamento. Os números que aparecem na pequena janela, na parte superior da escala, estão calibrados de acordo com as divisões maiores da tela. Os números da escala externa, por sua vez, dividem a divisão maior em centésimos.

Eis como fazer medições precisas de tempo (até 1,5%) com a ajuda desse controle:

- adotar a varredura B seguindo normalmente o retardo;
- por meio desse controle, posicionar a zona intensificada no ponto em que tem início a medida; verificar, então, a leitura na escala do controle;





## CP500/M<sup>80</sup>, a grande solução.

### Garantia da maior biblioteca de programas aplicativos.

O CP 500/M<sup>80</sup> agora também é compatível com CP/M, o Sistema Operacional mais difundido no mundo. Isso significa que, somando o tradicional DOS 500 com o CP/M, você passa a dispor da maior biblioteca de programas aplicativos do mercado. Trata-se da solução inteligente e racional para o seu dia-a-dia, permitindo a você tirar vantagem de programas como

CalcStar\*, dBase II\*, WordStar\* e muitos outros, que vão agilizar tanto a sua vida quanto a da sua empresa: Folha de Pagamento, Controle de Estoque, Contas a Pagar/Receber, Administração Hospitalar, Cálculo Estrutural, Sistema de Balanceamento de Rações e outros programas específicos para o seu ramo de atividade.

O CP 500/M<sup>80</sup> possui saída paralela para

impressora, e você pode instalar facilmente uma porta RS232-C, que o coloca em contato com a Rede Internacional de Telemática, além do Videotexto, Cirandão, Aruanda etc. Conheça no seu revendedor mais próximo o CP 500/M<sup>80</sup>.

Um grande passo na informática, com a qualidade CP e a Tecnologia Prologica.

Características	Sistema Operacional		Video 12" fósforo verde com controle de intensidade Teclado profissional capacitivo com numérico reduzido Interface para impressora paralela Interface serial padrão RS232-C (opcional) Frequência de Operação: 2 Mhz Unidade de som com controle de volume Opera com 1 ou 2 drives de face simples ou dupla
	SO-08	DOS 500	
Memória RAM	64 Kbytes	48 Kbytes	
Memória ROM	2 Kbytes	16 Kbytes	
Compatibilidade	CP/M*	TRS-DOS	
Video	80 colunas por 24 linhas	64 ou 32 colunas por 16 linhas	

\* Marcas Registradas

**CP**  
COMPUTADORES PESSOAIS  
TECNOLOGIA  
PROLOGICA